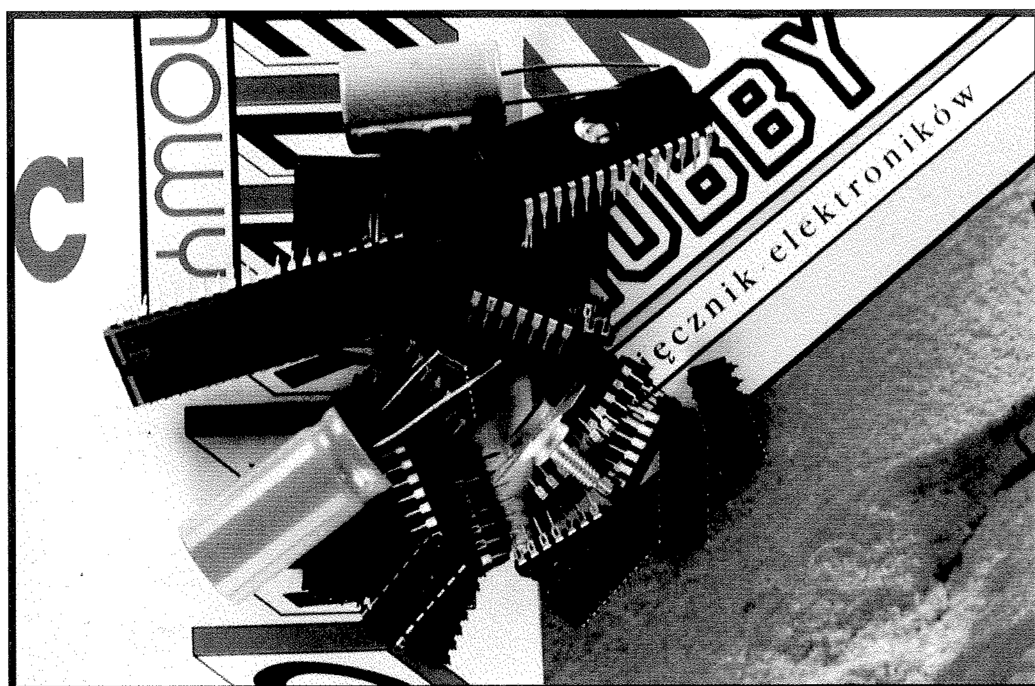
NOWY ELEKTRONIK

miesięcznik elektroników
9/93
cena 13.900 zł
nr ind. 387141

Nowy syntezer mowy IDS 1016



Wzmacniacz słuchawkowy

W NUMERZE

NOWY ELEKTRONIK

Miesięcznik 9/1993 (48)
Rok czwarty
Wrzesień 1993
Nakład 40.000 egz.
Numer zamknięto 23.07.1993
Cena 1 egz. 13.900 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. „ARTCOM"

Adres redakcji:
82-300 Elbląg, ul. Browarna 85
skr. poczt. 100
tel./fax 34-18-84 wew. 32
tlx 057302

Redagują:
Jarosław Bereda, Dariusz Mickiewicz,
Wiesława Oleszczuk,
Ryszard Świątkowski – red. naczelny

Stali współpracownicy:
Dariusz Bieńkowski, Jarosław Choma,
Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek,
Andrzej Kusiak, Zbigniew Pędzik,
Sławomir Szczęśniewicz,
Aleksander Rode, Witold Wrotek

Opracowanie graficzne i DTP
P.W. „ARTCOM"
Mariusz Kołtun
Janusz Mikowicz

Naświetlenia:
P.P.N.H. „EXPLONAFT" Sp. z o.o.
01-685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:
Grudziądzkie Zakłady Graficzne
Grudziądz, ul. Droga Mazowiecka 23

Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów oraz adiustacji nadesłanych materiałów.

BLANKIET DLA PRENUMERATORÓW

Warunki prenumeraty czasopism technicznych wydawanych przez P.W. „ARTCOM"

1. Przyjęcie – wyłącznie na podstawie wpłaty na blankietach wydrukowanych w miesięcznikach: „NOWY ELEKTRONIK", „ELEKTRONIK HOBBY" i „ŚWIAT PC – tów" lub na blankietach bankowych z zaznaczeniem tytułu czasopisma.
2. Dane na blankiecie – dokładny i czytelnie napisany adres zamawiającego.
3. Wpłaty – zgodnie z podanymi cenami, należy dokonać w bankach lub placówkach pocztowych.

Pokwitowanie dla Wpłacającego

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

Na rachunek: P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata zł ....
datownik
podpis przyj.

Pokwitowanie dla Posiadacza r-ku

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

Na rachunek: P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata zł ....
datownik
podpis przyj.

Pokwitowanie dla Banku

zł ....
słownie ....
wpłacający ....
dokładny adres

Na rachunek: P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata zł ....
datownik
podpis przyj.

Wzmacniacz słuchawkowy

Prezentowany poniżej wzmacniacz słuchawkowy umożliwia bardzo dobry odsłuch dźwięku z najróżniejszych źródeł. Posiada dwie różne charakterystyki przenoszenia: ściśle liniową w całym paśmie akustycznym oraz podbitą w górnym i dolnym zakresie pasma z możliwością regulacji. Został zaprojektowany i wykonany do profesjonalnej pracy estradowej przy regulacji brzmienia na scenie. Posiada dwie zasadnicze zalety: bardzo dobre parametry akustyczne oraz tanią i prostą konstrukcję. Może więc być z powodzeniem wykorzystany do amatorskich konstrukcji wysokiej jakości.

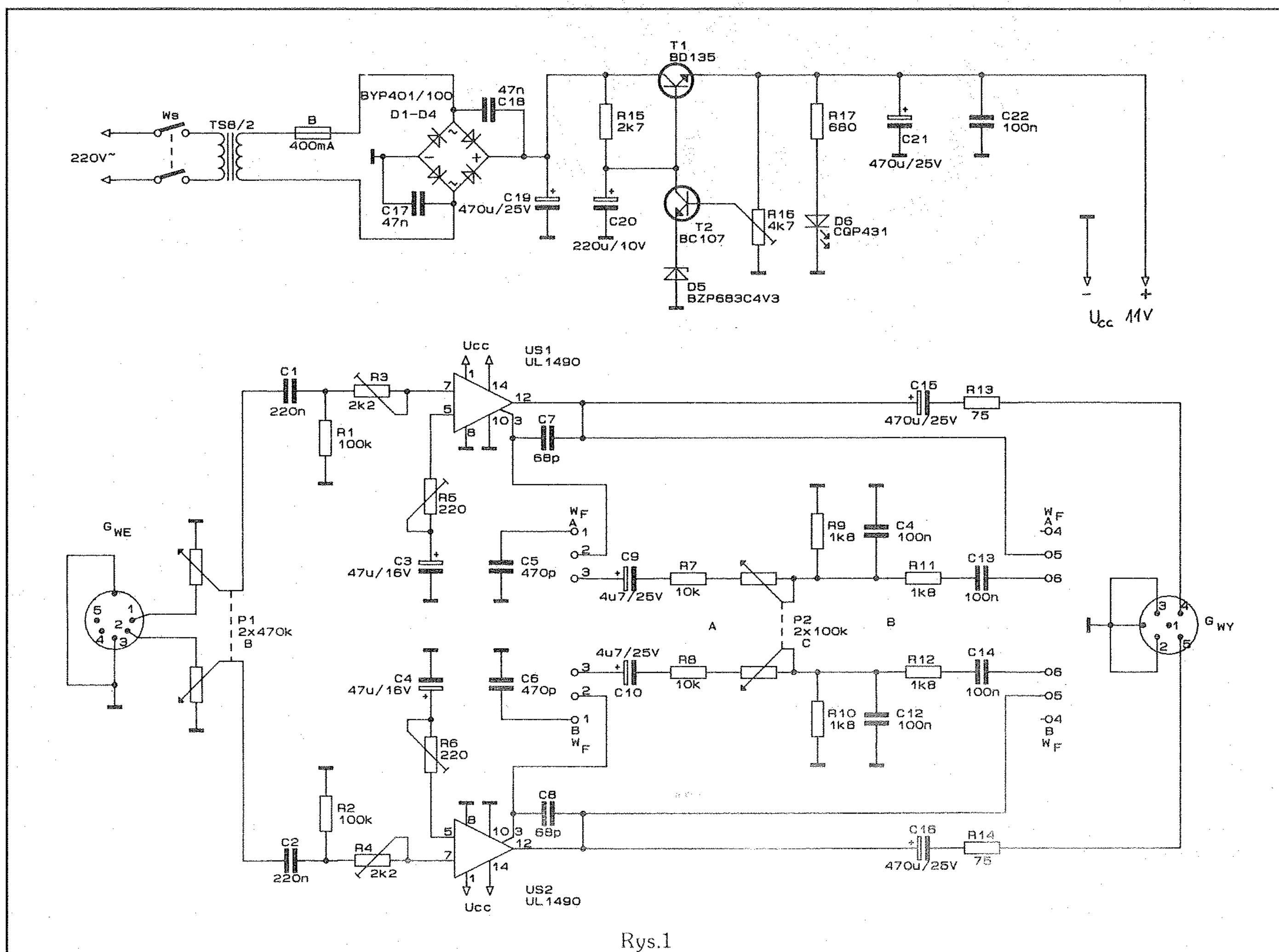
Najważniejsze parametry techniczne:
- liniowe pasmo przenoszenia 12Hz – 65kHz
- napięcie szumów – 1mV
- rezystancja wejściowa – R_{we}=470kΩ
- impedancja obciążenia – R_o = 600Ω
- wzmocnienie napięciowe – k_u=46dB

Opis układu

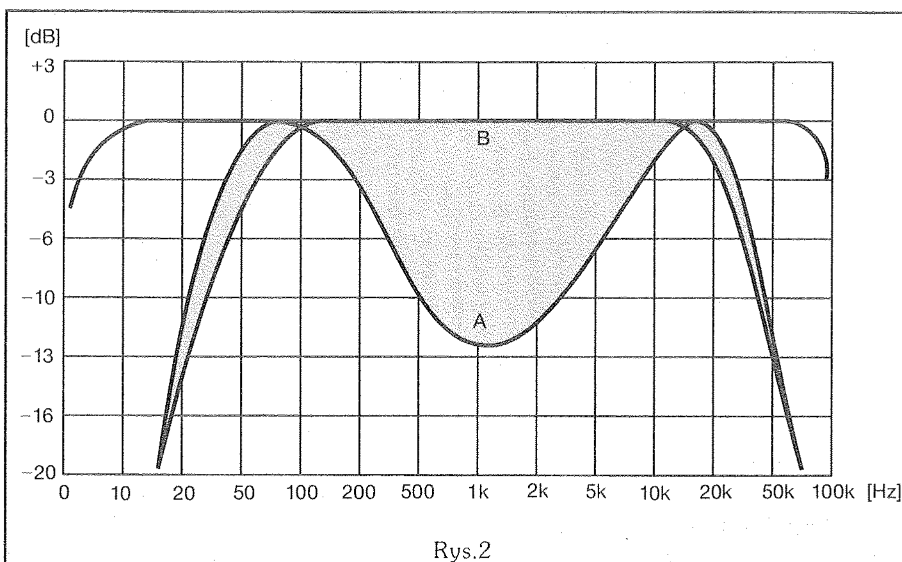
W układzie wykorzystano monolityczny wzmacniacz małej częstotliwości UL 1490 charakteryzujący się dużą czułością i małymi zniekształceniami. Układ scalony może być zasilany napięciem w przedziale 6–12V. Można go zasilać napięciem maksymalnym, jednakże w praktyce, gdy pracował kilka godzin bez przerwy, wskutek przenoszonej mocy i rosnącej w związku z tym nieznacznie temperatury wewnętrznej układu, pojawiły się większe zniekształcenia harmoniczne i szumy własne. Z tego też względu obniżono napięcie zasilania do 11V, przy którym pogarszanie się parametrów było niezauważalne.

Sygnał akustyczny o poziomie 0dB przechodzi z gniazda wejściowego G_{we} na potencjometr podwójny P1. Zapewnia on właściwe dopasowanie wyjścia przedwzmacniacza akustycznego ze wzmacniaczem słuchawkowym i dodatkowo umożliwia regulację głośności na słuchawkach. Sygnał biegnie dalej (kanał lewy) przez kondensator separujący C1, który odcina jego składową stałą i przez dzielnik R1, R3 wchodzi do wzmacniacza US1. Potencjometry montażowe R3 i R5 umożliwiają wyrównanie wzmocnień w obu kanałach, a dodatkowo przeciwdziałają samowzbudzeniom w układzie scalonym.

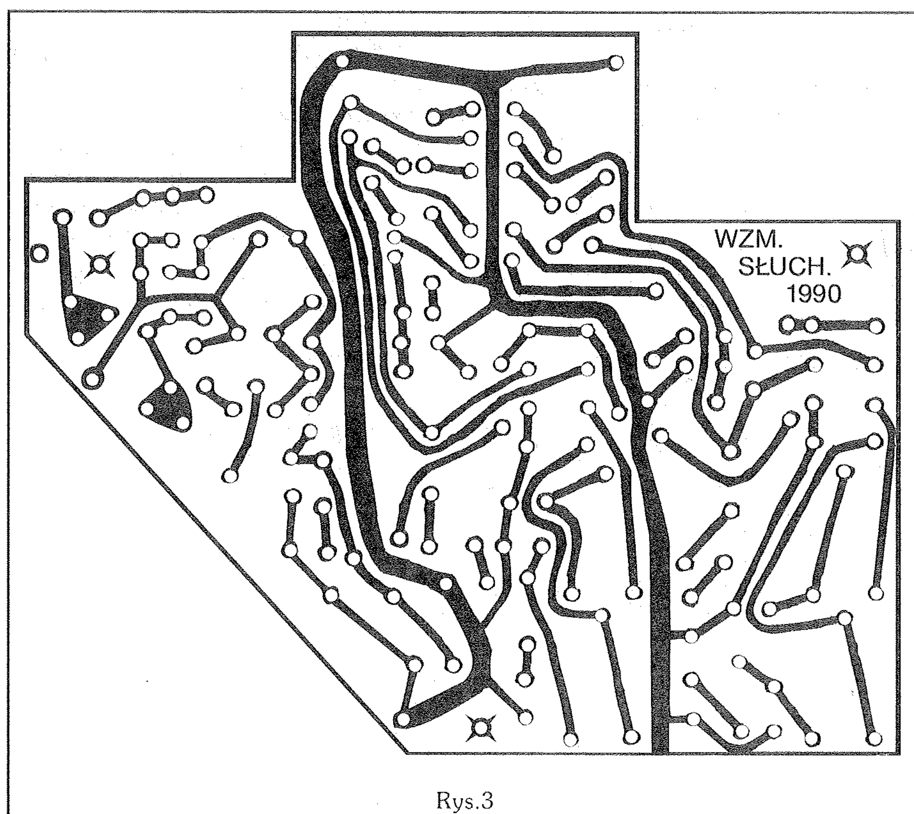
W pętli sprzężenia zwrotnego znajduje się potencjometr montażowy R5 i kondensator C3. Potencjometr ten ma bezpośredni wpływ na wzmocnienie napięciowe ukła-



Rys.1



Rys.2



Rys.3

du. Wzmocnienie to określa wzór:

$$k_u = R_x/R5$$

gdzie R_x to rezystor rzeczywisty znajdujący się wewnątrz układu scalonego o wartości 7.8k. Wartość R5 jest przez producenta UL 1490 ograniczona do przedziału: 24–220Ω i tak przy:

R5 = 24Ω k_u = 325 = 50dB
R5 = 39Ω k_u = 200 = 46dB
R5 = 220Ω k_u = 35 = 31dB

W proponowanym układzie ustalono R5 na 39Ω. Jest to bowiem najlepszy kompromis między wzmocnieniem napięciowym a wielkością zniekształceń harmonicznych i szumów własnych.

Na pasmo przenoszenia wzmacniacza mają wpływ: przy pracy liniowej kondensatory C5, C7, C15, a przy pracy "z podbiciem" kondensatory C7, C15 i złożony filtr oparty na C9, C11, C13, R7, R9, R11 i P2. Jednocześnie też należy dodać, że wpływ na pasmo mają również słuchawki, a raczej wartość ich impedancji. Przy czym przy stałej pojemności C15 wzrost obciążenia, czyli wzrost impedancji słuchawki powoduje rozszerzenie pasma od dołu. Prezentowany układ został zaprojektowany do współpracy z popularnymi na naszym rynku słuchawkami Sd-501 z Tonsilu, których impedancja wynosi 600Ω. W czasie projektowania zadowalające pasmo uzyskano przy pojemności C15 = 470μF. Pasmo od góry przy pracy liniowej kształtują pojemności C5 i C7; i podobnie tutaj: przy projektowaniu zadowalającą szerokość pasma uzyskano przy pojemnościach C5 = 470pF i C7 = 68pF. Należy przy tym zwrócić uwagę by C5 i C7 miały wysoką stabilność (np. mikowe).

Przy pracy "z podbiciem" istnieje możliwość regulacji efektu odsłuchu (pokazuje to Rys.2). Warto jednak dodać, że przy włączeniu tego filtru szerokość pasma przenoszenia jest nieco mniejsza niż w przypadku pracy liniowej.

Na wyjściu wzmacniacza wstawiono jeszcze rezystor R13, który zapobiega przeciążeniom słuchawek przy długiej eksploatacji non stop.

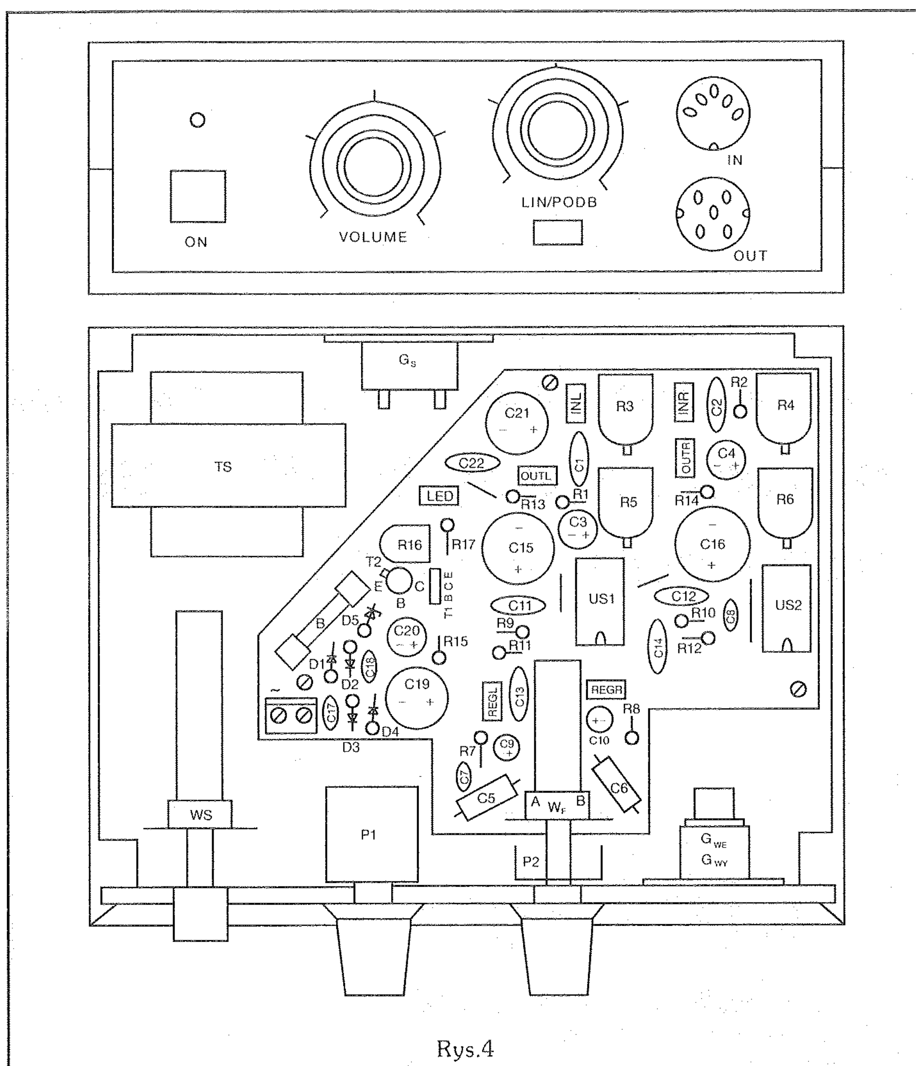
Montaż i regulacja

Schemat układu przedstawia Rys.1, rysunek montażowy – Rys.4, a rysunek płytki drukowanej – Rys.3.

Urządzenie zamknięto w pudełku plastikowym o wymiarach: 124 x 155 x 52, które można kupić w sklepach.

Na płytce umieszczono dodatkowo ekran, który tłumi pole magnetyczne pochodzące z transformatora. Ekran ten można zrobić choćby z blachy po puszce od piwa. Gniazda G_{we} i G_{wy} oraz obudowy potencjometrów P1 i P2 należy dokładnie zaekranować. Połączenia natomiast wykonać przewodami ekranowanymi, przy czym przy montażu należy pamiętać o niezapętlaniu masy, gdyż płynące w takich pętlach mikroprądy będą powiększać szumy własne urządzenia.

Po zmontowaniu całości należy jeszcze przeprowadzić regulację wzmacniacza. W tym celu do gniazda G_{we} podłączamy generator o przebiegu sinusoidalnym (1kHz i sygnał 0dB = 0.775V). Do gniazda G_{wy} podłączamy słuchawki i dwa takie same voltomierze, każdy do osobnego kanału. Ustawiamy R3 i R4 na wartość 1kΩ oraz R5 i R6 na wartość 39Ω. Po włączeniu zasila-



Rys.4

nia i ustawieniu P1 na maksimum oba voltomierze powinny wskazywać tą samą wartość. Ewentualną różnicę skorygować można jednym z potencjometrów R3 lub R4.

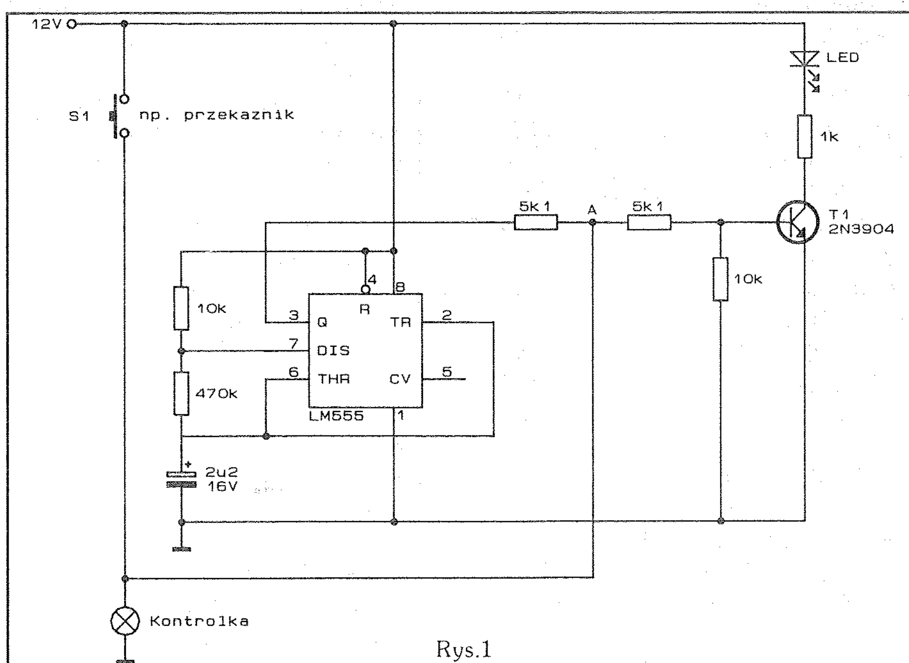
W przypadku, gdyby pojawiły się samowzbudzenia należy wartości R3 i R4 = 1kΩ w niewielkim zakresie zwiększyć, przy czym zapasy występujące na nich w zupełności wystarczają na usunięcie tej usterki.

Tomasz Rynkowski

Sygnalizacja spalenia się żarówki

Chociaż żarówkowe lampki kontrolne są dobrze widoczne niemal niezależnie od otaczających warunków oświetlenia, to ich słabą stroną jest ograniczona żywotność. Wcześniej czy później włókna wszystkich żarówek przepalają się w momencie włączenia zasilania z powodu powstawania naprężeń mechanicznych materiału włókna podczas szybkiego przechodzenia ze stanu zimnego do gorącego. W przypadku, gdy kontrolka służy do informowania o stanach krytycznych przydatny jest obwód z Rys.1 informujący za pomocą diody LED o stanie żarówki i obwodu zasilającego. Reaguje on na trzy różne stany:

* włókno żarówki jest dobre a zasilanie wyłączone – wskaźnik



Rys.1

LED nie świeci
* zasilanie żarówki jest włączone i prawidłowe – wskaźnik LED świeci w sposób ciągły
* włókno żarówki jest przepalone (lub brak żarówki w gniazdku) a zasilanie jest wyłączone – wskaźnik LED miga

Działanie układu polega na rozróżnieniu małej rezystancji włókna żarówki dobrego (w stanie zimnym typowo mniej niż 20Ω) od nieskończonej rezystancji włókna przepalonego. Obwód wykorzystuje timer 555 jako oscylator o częstotliwości 3Hz. Jeżeli żarówka jest dobra, niska impedancja reprezentowana przez włókno utrzymuje punkt A blisko masy i nie pozwala otworzyć tranzystor T1. Jeśli żarówka jest spalona, wyjście timera wysterowuje tranzystor, powodując miganie diody z częstotliwością 3Hz, co bezpośrednio informuje o uszkodzeniu kontrolki.

Ciągłe świecenie diody świadczy o prawidłowym zasilaniu kontrolki i braku zwarcia do masy w jej gniazdku.

wg EDN 24/92

Robert Krzysztofek

Mikroprocesorowe układy WNP i ich zagraniczne odpowiedniki

UKŁAD SCALONY	ODPOWIEDNIK	FUNKCYJNE PRZEZNACZENIE
KP 580 BM 80	8080	Jednostka centralna mikroprocesora 8-bitowego
KP 580 BB 55	8255A	Programowany równoległy układ we-wy
KP 580 BB 51	8251	Programowany szeregowy układ we-wy
KP 580 BT 57	8257	Układ sterownia bezpośrednim dostępem do pamięci
KP 580 BH 59	8259	Układ sterowania przerwaniami
KP 580 BИ 53	8253	Układ liczników programowanych
KP 580 BB 79	8279	Programowany interfejs klawiatury i wyświetlaczy
KP 580 ГФ 24	8224	Generator zegarowy
KP 580 BK 28	8228	Kontroler systemu i dwukierunkowy bufor szyny danych
KP 580 BK 38	8238	Kontroler systemu i dwukierunkowy bufor szyny danych
KP 580 ИP 82	8282	8-bitowy rejestr buforowy nieodwracający
KP 580 ИP 83	8283	8-bitowy rejestr buforowy odwracający
KP 580 BA 86	8286	8-bitowy blok nieodwracającego układu dwukierunkowego sterowania magistrali
KP 580 BA 87	8287	8-bitowy blok odwracającego układu dwukierunkowego sterowania magistrali
KP 580 BГ 75	8275	Programowany układ sterowania monitorem
KP 580 BK 91	8291A	Nadajnik-odbiornik szyny zewnętrznej
KP 580 BГ 92	8292	Sterownik interfejsu mikroprocesor – szyna zewnętrzna
KP 580 BГ 93	8293	Nadajnik-odbiornik układu interfejsu mikroprocesor – szyna zewnętrzna
KP 580 BT 42	3242	Multiplekser adresowy i licznik dla DRAM o pojemności 16kB
KP 1810 BH 59 A	8259A	Programowany kontroler przerwań
KP 1810 BM 86 KM 1810 BM 86	8086	Jednostka centralna
KP 1810 ГФ 84	8284	Generator zegarowy
1810 ГФ 88	8288	Układ sterowania magistrali
1810 BБ 89	8289	Układ synchronizujący
KM 1810 BM 87	8087	Koprocesor arytmetyczny
KM 1810 BM 89	8089	Koprocesor wprowadzania – wyprowadzania
KM 1810 BM 88	8088	16-bitowa jednostka centralna
KP 1810 BT 3	8203	Sterownik pamięci dynamicznej RAM (DRAM)
KM 1810 BT 3	8203	
KP 1810 BИ 54	8254	Programowany timer
KP 1810 BM 86 Б	8086-2	Szesnastobitowy mikroprocesor
KM 1810 BM 86 Б	8086-2	
KP 1810 BT 37 A	8237A	Układ sterowania bezpośrednim dostępem do pamięci
KP 1810 BГ 72 A	8272A	Układ sterowania elastycznymi dyskami o pojedynczej i podwójnej gęstości

UKŁAD SCALONY	ODPOWIEDNIK	FUNKCYJNE PRZEZNACZENIE
KM 1813 BE 1	2920	Mikroprocesor jednoukładowy – mikrokomputer do obróbki sygnałów z analogowymi układami we/wy
KM 1816 BE 48	8048	Mikroprocesor jednoukładowy z wewnętrzną pamięcią ROM
KP 1816 BE 35	8035	Mikroprocesor jednoukładowy z zewnętrzną pamięcią EPROM
KP 1816 BE 39	8039	Mikroprocesor jednoukładowy z wewnętrzną pamięcią EPROM
1821 PY 55	81C55	Pamięć RAM 2kB z portem we/wy
1821 PE 55	83C55	Pamięć EPROM 16kB z portami we/wy
1821 BИ 54	82C54	Programowany timer
1821 BH 59 A	82C59	Programowany układ sterowania przerwaniami
1821 BM 85 A	80C85A	Mikroprocesor 8-bitowy
1821 BB 19	82C19	Kontroler magistrali MULTIBUS
1821 BB 51 A	82C51A	Uniwersalny synchroniczno-asynchroniczny nadajnik odbiornik
1821 BA 86	82C86	Dwukierunkowy nieodwracający bufor magistrali danych
1821 BA 87	82C87	Dwukierunkowy odwracający bufor magistrali danych

Zbigniew Pędzik

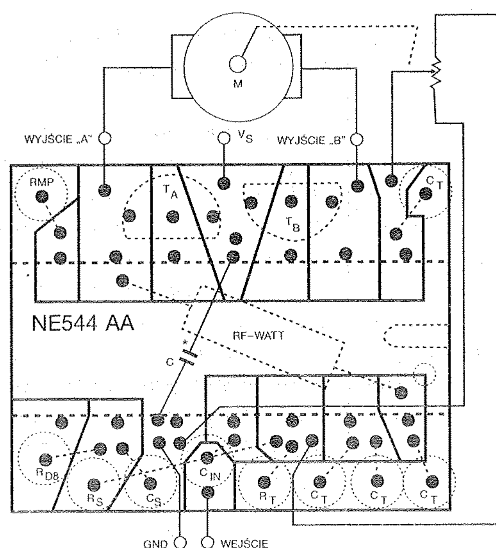
Opracowano na podstawie:
Radio 9, 11/90
Literatura:
K.Badźmirowski I.Pieńkos I.Myzik
A.Piotrowski – "Układy i systemy mikroprocesorowe" WNT Warszawa 1990

NE 544 – Precyzyjny sterownik do serwomechanizmów cz.II

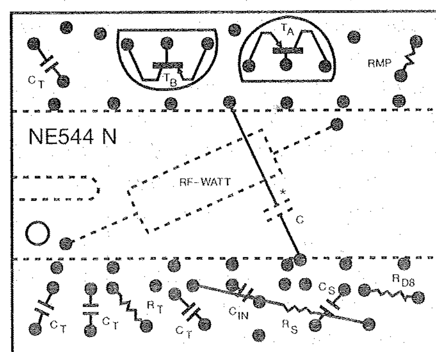
Przeciąganie reakcji na „impuls błędu" oraz wytworzenie strefy martwej

Fragment układu realizującego ten proces przedstawiono na Rys.7a, b wraz z ilustracją przebiegów czasowych. Od pracy tego układu zależą istotne dla jakości pracy serwomechanizmu parametry.

Dla zapewnienia stabilnego zachowania się serwomechanizmu w ustalonym położeniu, konieczne było ustalenie minimalnej wartości t_{io} impulsu wyjściowego. Uzyskano to przez wytworzenie strefy niewrażliwości na określoną wartość

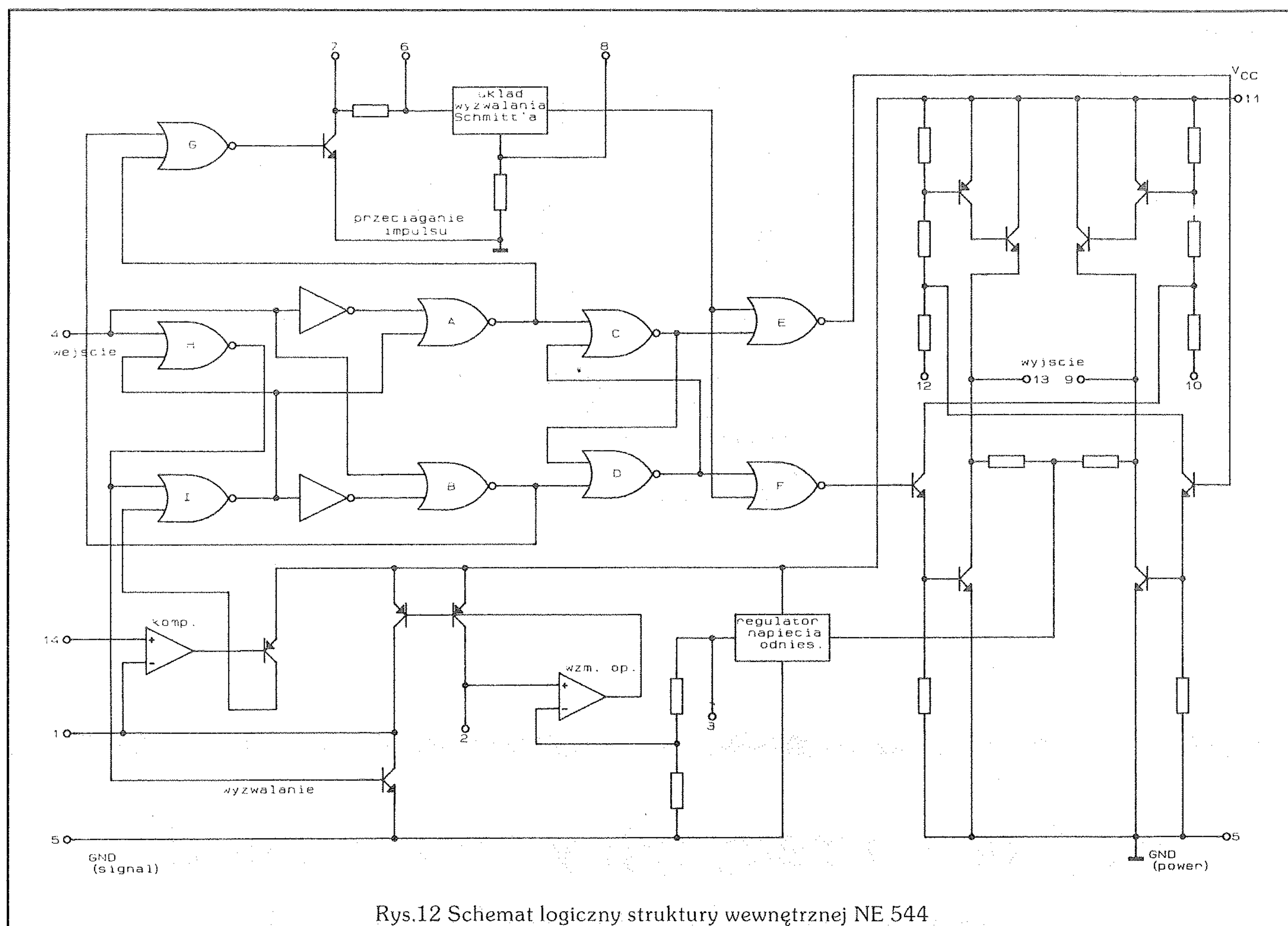


Widok od strony druku



Widok od strony elementów

Rys.11 Przykładowe rozwiązanie płytki drukowanej w skali 3:1



Rys.12 Schemat logiczny struktury wewnętrznej NE 544

"impulsu błędu", którą to strefę nazywać będziemy dalej "strefą martwą". Znajomość procesu powstawania "impulsu błędu" pozwala stwierdzić, że dla pewnego (ustalonego przez R_{MP}, R_{DB}) zakresu zmian szerokości impulsu wejściowego nie nastąpi reakcja ze strony układu sterującego.

Jest to rutynowe wytworzenie marginesu zakłóceń, zwłaszcza fluktuacyjnych, pochodzących z systemu zdalnego sterowania lub samego układu serwomechanizmu.

Układ przeciągania kształtuje charakterystykę przenoszenia sterownika NE 544 od etapu impulsu błędu do impulsu wyjściowego. V_1 i V_2 (Rys.7 b) to punkty graniczne pętli histerezy przerzutnika Schmitt'a. Połączenie rezystora R_{MP} od wypr. 8 do V_{CC} zwiększa szerokość pętli histerezy. Operując uproszczeniem, układ przeciągania wydłuża impuls wyjściowy wraz ze wzrostem czasu trwania "impulsu błędu" pod warunkiem, że ten ostatni będzie dłuższy od strefy martwej.

Wydłużanie jest determinowane logarytmicznym przebiegiem ładowania C_S, dlatego impuls wyjściowy dla większych impulsów błędu jest nieproporcjonalnie dłuższy niż dla impulsów błędu o małej wartości.

Takie działanie ma uzasadnienie energetyczne. Jeżeli wystąpi duża różnica między położeniem aktualnym osi serwomechanizmu, a zadanym przez układ sterujący, to oczekujemy odpowiednio szybkiego pokonania tej drogi. W fazie osiągania punktu docelowego prędkość musi być mała dla uniknięcia oscylacji. Szybki ruch elementu wykonawczego wymaga dostarczenia znacznej mocy zasilania z układu wzmacniacza, czyli długiego impulsu sterującego przy stałej wydajności prądowej wyjść NE 544. Układ przeciągania poprawia znacznie dynamikę serwomechanizmu.

Rozszerzenie kąta sterowania układu serwomechanizmu powyżej 180°

Przy bezpośrednim sprzężeniu osi mechanizmu wykonawczego z potencjometrem kontroli położenia R_P można zastosować dodatkowe rezystory R_A i R_B w/g Rys.8 i Rys.9. Zastosowanie w sprzężeniu połączenia redukcyjnego pozwala na sterowanie mechanizmami wieloobrotowymi.

Stosowanie dodatkowych tranzystorów PNP T_A i T_B

Dodatkowe tranzystory stanowią w wypadku ich zastosowania, drogę obejściową dla wewnętrznego stopnia mocy, pozwalając zwiększyć wydajność prądową wyjść. Poprawia to dynamikę układu i jest korzystne z uwagi na bezpieczeństwo eksploatacji NE 544 przy obciążeniu granicznym. Prąd wyjściowy wyprowadzeń sterujących dodatkowe tranzystory PNP wynosi ≤ 20mA.

Sławomir Szczęśniewicz

Opracowano na podstawie:
(SIGNETICS) – „LINEAR DATA MANUAL"

Parametry odbiornika radiowego

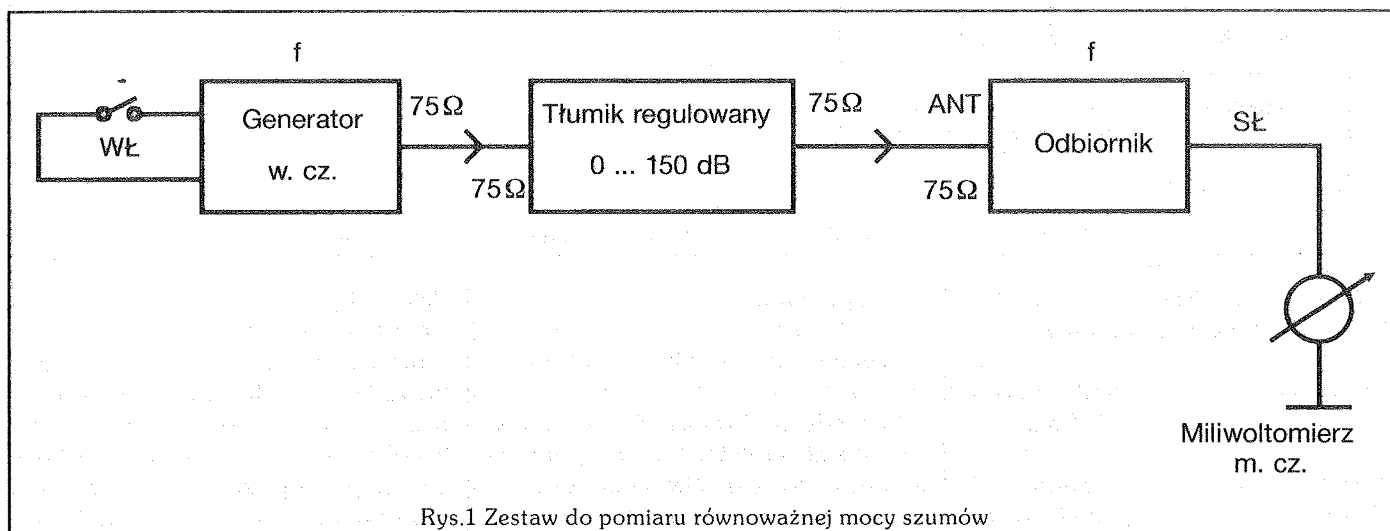
Celem niniejszego artykułu jest pokazanie, że parametry szumowe i dynamiczne odbiornika radiowego można określić podając jedynie jego współczynnik szumów i punkt odniesienia intermodulacji IP, które to parametry nie są zależne od szerokości pasma przenoszenia odbiornika. Chcę również pokazać, że dla wyznaczenia parametrów szumowych i dynamicznych odbiornika, wystarczy zmierzyć jego próg szumowy (noise floor) oraz poziom zakłóceń intermodulacyjnych IMD.

Pomiar progu szumowego – równoważnej mocy szumów (noise floor)

Moc szumów cieplnych P_{sz} na wejściu odbiornika jest wprost proporcjonalna do temperatury bezwzględnej T i szerokości pasma przenoszenia odbiornika B i wynosi:

$$P_{sz} = kTB,$$

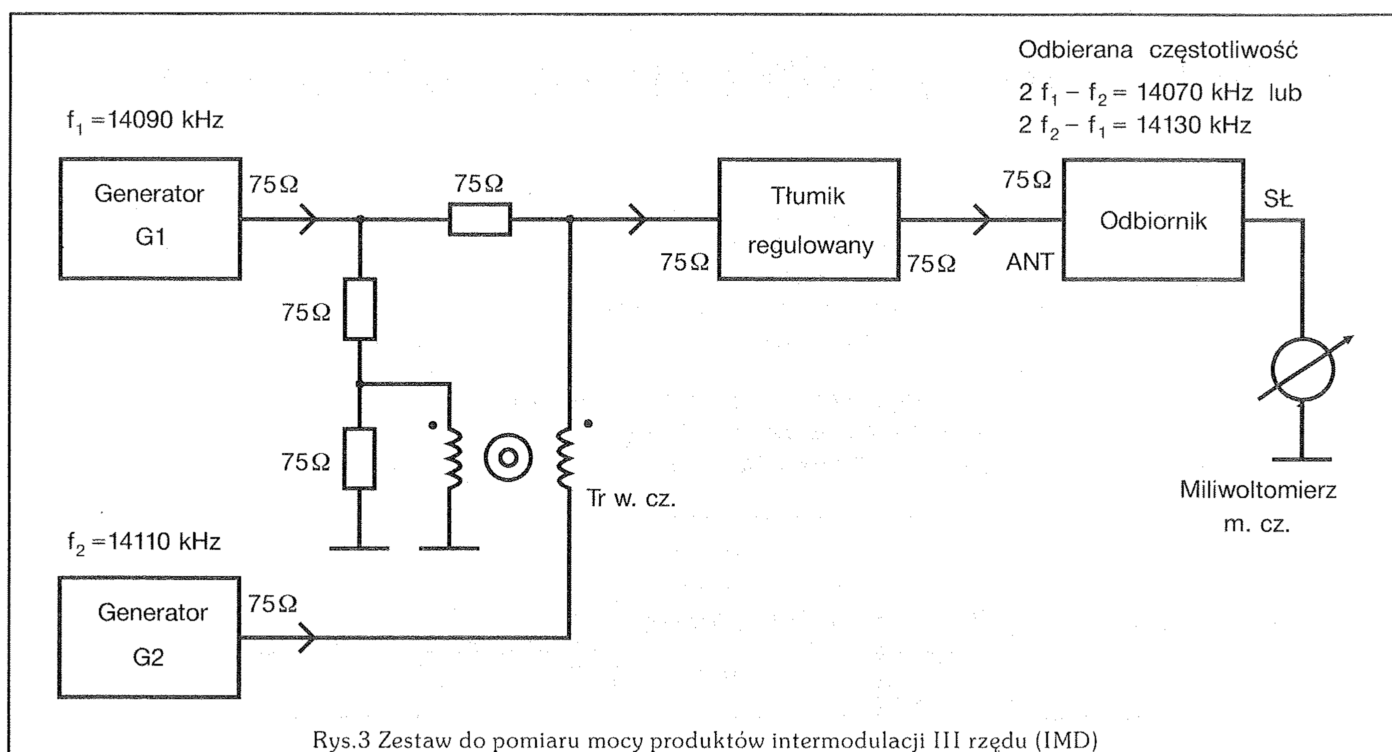
gdzie k– stała Boltzmana równa



Rys.1 Zestaw do pomiaru równoważnej mocy szumów

poziom szumów termicznych dla pasm 1 Hz
poziom szumów termicznych dla pasma przenoszenia odbiornika
noise floor
noise figure
zakres dynamiki
poziom słyszalnych (S+N/S = 3db)
zakłóceń intermodulacyjnych
Uwy [dB]
-174dBm
10dB
IMD
IP
Pwe [dBm]
produkty I rzędu
produkty III rzędu
α
β
S/N = 10dB
S+N/n = 3dB
tgα =1
tgβ =3

Rys.2 Interpretacja graficzna zjawiska intermodulacji



Rys.3 Zestaw do pomiaru mocy produktów intermodulacji III rzędu (IMD)

$1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K. Dla T= T_o= 290 K (17°C) i B= 1 Hz otrzymujemy:

$$P_{sz} = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ (J/K)\ 290\ K \cdot 1\ (1/s) = 4 \cdot 10^{-21}\ (J/s) = 4 \cdot 10^{-21}\ W$$

Moc ta wyrażona w jednostkach dBW (moc w dB w odniesieniu do 1W) wynosi:

$$10\lg(4 \cdot 10^{-21}) = -204\ dBW$$

Natomiast wyrażona w jednostkach dBm (moc w dB w odniesieniu do 1mW) wynosi:

$$10\lg(4 \cdot 10^{-21}\ 10^{3}) = -174\ dBm$$

Przykładowo obliczając moc szumów cieplnych przy temperaturze T_o dla wartości pasm przenoszenia spotykanych przy odbiorze CW i SSB otrzymujemy: –148 dBm dla pasma 400 Hz i –141 dBm dla pasma 2 kHz (wartości te można również obliczyć przez porównanie z wartością –174 dBm: wzrost mocy 400 razy to 26 dB, a wzrost mocy 2000 razy to 33 dB).

Równoważna moc szumów (noise floor) odbiornika to moc sygnału doprowadzonego do wejścia odbiornika równa mocy szumów cieplnych, tzn. taka wartość mocy przy której stosunek sygnał/szum jest równy:

S/N= 1 (tzn. S/N= 0 dB),

co odpowiada

(S+N)/N= 2 (tzn. (S+N)/N= 3 dB)

Przedstawiony na Rys.1 zestaw do pomiaru równoważnej mocy szumów składa się z generatora w.cz., oporowego tłumika w.cz. regulowanego skokowo co 1 dB (do co najmniej 150 dB – tłumik taki może się składać z pojedynczych tłumików 1–2–4–8–16–32–32–32–32 dB, co daje wypadkowe tłumienie od 0 do 159 dB ze skokiem 1 dB), mierzonego odbiornika dostrojonego do częstotliwości generatora oraz miliwoltomierza m.cz. dołączonego do wyjścia słuchawkowego (lub głośnikowego) odbiornika. Przy dopasowanych impedancjach w całym zestawie pomiarowym, przy mocy wyjściowej generatora 0 dBm (0,274 V_{sk}/75Ω) należy tłumik ustawić na taką wartość aby włączenie generatora powodowało przyrost sygnału na wyjściu słuchawkowym odbiornika o 3 dB (2 razy przyrost mocy, co odpowiada przyrostowi o 1,41 raza napięcia mierzonego miliwoltomierzem m.cz. Wówczas równoważna moc szumów odbiornika (w dBm) jest równa tłumieniu wnoszonym przez tłumik (w dB).

Przykład:

Dla B= 2 kHz i P_{wy} generatora 0 dBm aby otrzymać o 1,41 raza przyrost napięcia na wyjściu odbiornika, tłumik musiano ustawić na 137 dB. Noise floor wynosi wówczas –137 dBm dla pasma 2 kHz. Wartość noise floor należy podawać razem z pasmem przenoszenia dla jakiego była zmierzona. Zawężenie pasma przenoszenia z 2 kHz do 400 Hz spowoduje, że wartość noise floor będzie 2000/400= 5 razy mniejsza, tj. o 7 dB czyli będzie wynosiła: –144 dBm dla 400 Hz.

Wartość równoważnej mocy szumów dla określonego pasma przenoszenia w obiektywny sposób określa wartość szumów własnych odbiornika (czyli jego czułość). Współczynnik szumów (noise figure) jest wielkością niezależną od pasma przenoszenia odbiornika i jest równy:

$$\text{noise figure} = \text{noise floor} - P_{sz}$$

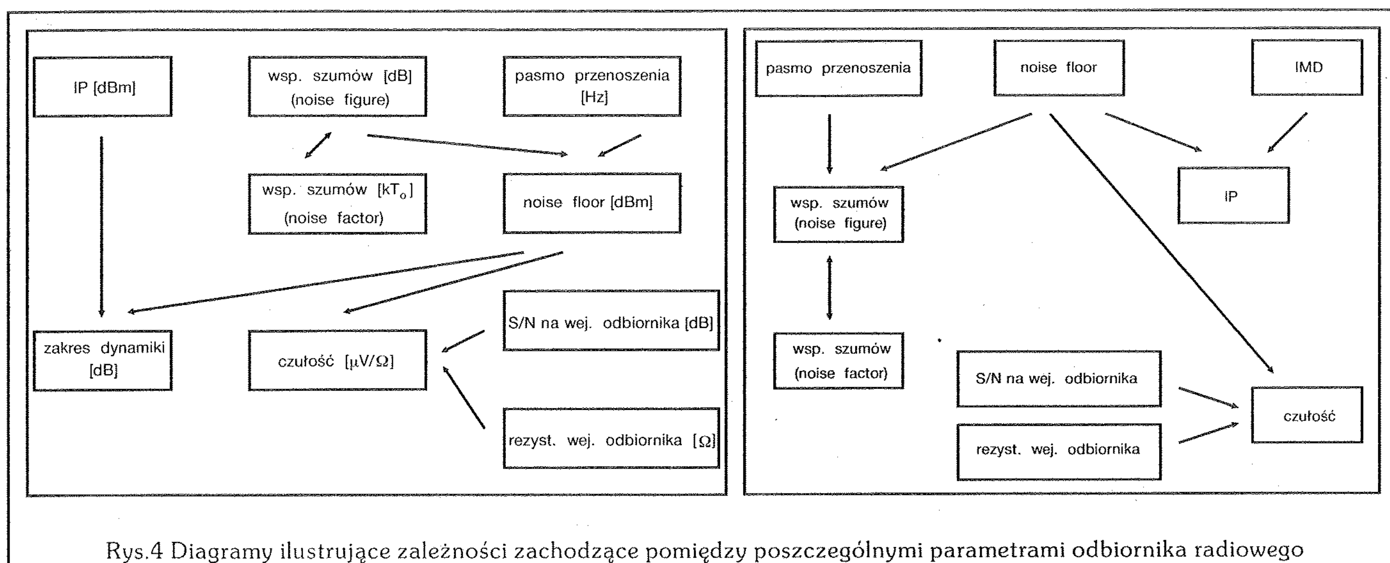
Dla wartości z przykładu współczynnik szumów wynosi:

$$-137dBm - (-141dBm) = -144dBm - (-148\ dBm) = 4\ dB$$

Współczynnik szumów może być także wyrażony w jednostkach kT_o (noise factor):

$$\text{noise figure} = 10\lg(\text{noise factor}),$$

stąd



Rys.4 Diagramy ilustrujące zależności zachodzące pomiędzy poszczególnymi parametrami odbiornika radiowego

$$\text{noise factor} = (10)^{\text{noise figure}/10}$$

Dla noise figure = 4 dB otrzymamy:

$$\text{noise factor} = (10)^{0,4} = 2{,}51\ kT_0$$

Przeliczając wartość równoważnej mocy szumów na napięcie otrzymamy czułość odbiornika dla (S+N)/N = 3 dB. Natomiast przyjęło się, że czułość jest podawana dla S/N = 10 dB (co odpowiada temu, że moc sygnału jest 10 razy większa od mocy szumu). Przyrostowi sygnału z (S+N)/N = 3dB do S/N = 10 dB odpowiada 10-decybelowe zwiększenie mocy sygnału wejściowego. Dlatego w naszym przykładzie dla pasma 2 kHz moc sygnału na wejściu odbiornika (dla S/N = 10 dB na wyjściu odbiornika) musi być równa:

$$-137\ \text{dBm} + 10\ \text{dB} = -127\ \text{dBm},$$

co odpowiada napięciu 0,122 μV na 75Ω. Natomiast obliczając moc sygnału wejściowego dla pasma przenoszenia 400 Hz (dla S/N = 10 dB) otrzymujemy:

$$-144\ \text{dBm} + 10\ \text{dB} = -134\ \text{dBm},$$

co odpowiada napięciu 0,055 μV na 75Ω. Czułość odbiornika z przykładu, przy oporności wejściowej 75Ω, S/N = 10 dB i paśmie przenoszenia 2 kHz wynosi 0,122 μV i 0,055 μV przy paśmie 400 Hz. Czułość odbiornika (w μV) musi być podawana razem z opornością wejściową odbiornika, ze stosunkiem S/N względnie (S+N)/N oraz jego pasmem przenoszenia. Prościej jest więc podać tylko jeden parametr – współczynnik szumów!

Pomiar mocy produktów intermodulacji III rzędu (IMD)

We wzmacniaczu w.cz. i mieszaczu odbiornika zachodzą zjawiska nieliniowe – dwa sygnały, dla przykładu o częstotliwościach f_1= 14090 kHz i f_2= 14110 kHz, podane na wejście odbiornika powodują powstanie produktów:

I rzędu: f_1= 14090 kHz, f_2= 14110 kHz,
II rzędu: f_1+f_2= 28200 kHz, f_2-f_1= 20 kHz,
III rzędu: $2f_2-f_1$= 14130 kHz, $2f_1-f_2$= 14070 kHz.

Produkty I rzędu wprost proporcjonalne do napięcia – to sygnały użyteczne odbierane przez odbiornik. Produkty II rzędu proporcjonalne do kwadratu napięcia wejściowego, ze względu na duży odstęp od częstotliwości sygnałów użytecznych są łatwe do odfiltrowania. Natomiast produkty III rzędu, proporcjonalne do sześcianu napięcia wejściowego ze względu na niewielki odstęp od częstotliwości sygnałów użytecznych i szybko rosnącą amplitudę są przyczyną występowania intermodulacji. Na Rys. 2 przedstawiono graficzną interpretację tego zjawiska. W skali logarytmiczno-logarytmicznej przedstawiono zależność mocy produktów I i III rzędu na wyjściu odbiornika od mocy sygnałów wejściowych. Charakterystyka I rzędu jest prostą nachyloną pod kątem 45° (tg α=1). Natomiast charakterystyka III rzędu jest prostą o nachyleniu trzykrotnie większym (tgβ= 3). Załóżmy, że sygnały o częstotliwościach f_1 i f_2 mają równe amplitudy (a zatem i równe moce). Wtedy moc jednego z sygnałów wejściowych, przy której następuje przecięcie się obu charakterystyk, nazywa się punktem odniesienia intermodulacji IP (Interception Point). W punkcie IP napięcia sygnałów użytecznych (f_1 i f_2) są równe napięciom produktów intermodulacji III rzędu ($2f_2-f_1$ oraz $2f_1-f_2$). Powyżej punktu IP napięcia produktów intermodulacji są większe od napięć sygnałów użytecznych! Wartość IP nie zależy od pasma przenoszenia odbiornika. W praktyce wartość IP wyznacza się mierząc poziom mocy sygnału IMD (Intermodulation Distortion Level), przy którym produkt intermodulacji III rzędu osiąga na wyjściu odbiornika wartość (S+N)/N = 3 dB (patrz Rys.2). Wartość IMD zależy od szerokości pasma przenoszenia odbiornika. Znając zmierzoną wartość IMD można wyznaczyć zakres dynamiki odbiornika. Zakres dynamiki odbiornika jest to zakres sygnału wejściowego od wartości (S+N)/N = 3 dB dla produktu I rzędu do wystąpienia słyszalnych produktów III rzędu o poziomie (S+N)/N = 3 dB. A więc: zakres dynamiki odbiornika = IMD – noise floor.

Zakres dynamiki odbiornika jest wartością zależną od pasma przenoszenia odbiornika. Przyrostowi wartości noise floor o 3 dB odpowiada przyrost IMD o 1 dB. Z prostej zależności trygonometrycznej

(Rys.2) otrzymujemy:

$$IP = IMD + (zakres\ dynamiki/2)$$

Wartość IP nie zależy od szerokości pasma przenoszenia odbiornika.

Zestaw przyrządów do pomiaru mocy sygnału IMD przedstawiono na Rys.3. Składa się on z dwu generatorów (o częstotliwościach f_1 i f_2), sumatora mocy, regulowanego skokowo co 1 dB tłumika, badanego odbiornika oraz miliwoltomierza m.cz. Sumator mocy wprowadza dla obu sygnałów tłumienie 6 dB, dlatego aby uzyskać na jego wyjściu moc każdego sygnału równą 0 dBm, moce wyjściowe z generatorów powinny wynosić 6 dBm (tzn. 4mW, co jest równoważne $0{,}548V_{sk}/75\Omega$). Odbiornik należy dostroić do częstotliwości $2f_2-f_1$ lub $2f_1-f_2$, a tłumik ustawić na taką wartość tłumienia, przy której uzyska się (S+N)/N = 3 dB (co odpowiada przyrostowi napięcia m.cz. o 1,41 raza, mierzonego na wyjściu słuchawkowym odbiornika. Wówczas:

IMD (w dBm) = – tłumienie wnoszone przez tłumik.

Przykład:

Z pomiarów dla B= 2 kHz uzyskano: noise floor= −137 dBm, oraz IMD= −40 dBm.
Wówczas: zakres dynamiki = −40 dBm − (−137 dBm) = 97 dB, natomiast IP = −40 dBm + (97 dB/2) = 8,5 dBm.

Na Rys.4 przedstawiono dwa diagramy – dla lepszej ilustracji zależności zachodzących pomiędzy poszczególnymi parametrami odbiornika radiowego. Natomiast, umieszczone w dodatku, proste programy napisane w BASIC'u ułatwią szybkie przeliczanie wielkości występujących w artykule.

Andrzej Kusiak

LITERATURA

Kusiak A.: Measuring Receiver Performance, DUBUS (RFN) nr 2/1986,

Receiving System Performance, DUBUS nr 4/1986

DODATEK

A.

```
5 REM POMIARY PARAMETROW ODBIORNIKA
10 INPUT "PASMO PRZENOSZENIA/kHz?", B
20 INPUT "NOISE FLOOR/dBm?", F
30 INPUT "IMD/dBm?", IM
40 IP = (3 * IM - F)/2
50 NF = F + 144 - 10 * (LOG(B)/LOG(10))
60 N = 10 ^ (NF/10)
70 P = 10 ^ ((F/10) +1)
80 S = SQR (P * 75 * 10^9)
90 D = IM - F
100 PRINT "IP=";IP;"dBm"
110 PRINT "NOISE FIGURE=;NF;"dB"
120 PRINT "NOISE FACTOR=;N;"kTo"
130 PRINT "CZULOSC (S/N=10dB)=;S;"MIKRO
WOLT/75 OM"
140 PRINT "ZAKRES DYNAMIKI=";D;"dB"
```

B.

```
5 REM PARAMETRY ODBIORNIKA
10 INPUT "IP/dBm?", IP
20 INPUT "NOISE FIGURE/dB?", NF
30 INPUT "PASMO PRZENOSZENIA/kHz?", B
40 F = NF - 144 + 10 * (LOG(B)/LOG(10))
50 N = 10 ^ (NF/10)
60 P = 10 ^ ((F/10)+1)
70 S = SQR (P * 75 * 10^9)
80 IM = (2 * IP + F)/3
90 D = IM - F
100 PRINT "NOISE FLOOR=";F;"dBm"
110 PRINT "IMD=";IM;"dBm"
120 PRINT "NOISE FACTOR=";N;"kTo"
130 CZULOSC (S/N=10dB)=";S;"MIKROWOLT/75
OM"
140 PRINT "ZAKRES DYNAMIKI=";D;"dB"
```

C.

```
5 REM PRZELICZENIE (S+N)/N NA S/N
10 INPUT "(S+N)/N w dB?", A
20 B = 10 * LOG(10^(A/10) - 1)/LOG(10)
30 PRINT "S/N=";B:"dB"
```

D.

```
5 REM PRZELICZENIE S/N NA (S+N)/N
10 INPUT "S/N w dB?", B
20 A = 10 * LOG(10^(B/10) + 1)/LOG(10)
30 PRINT "(S+N)/N=";A;"dB"
```

E.

```
5 REM PRZELICZENIE dBm NA mW I V
10 INPUT "P/dBm?", P
20 INPUT "Z/OM?", Z
30 P = 10 ^ (P/10)
40 U = SQR (P * 10^(-3) * Z)
50 PRINT "P=";P:"mW"
60 PRINT "U=";U:"V/";Z;"OM"
```

F.

```
5 REM PRZELICZENIE V NA mW i dBm
10 INPUT "U/V?", U
20 INPUT "Z/OM?", Z
30 P = U^2 * 1000/Z
40 PO = 10 * (LOG(P)/LOG(10))
50 PRINT "P=";P;"mW"
60 PRINT "P=";PO;"dBm"
```

Czasowo – proporcjonalny układ regulacji ogrzewania elektrycznego

Większość powszechnie stosowanych w gospodarstwach domowych regulatorów do sterowania urządzeniami elektrycznymi małej mocy jest układami całkowicie elektronicznymi. Podstawowym elementem wykonawczym jest obecnie dwukierunkowy, półprzewodnikowy łącznik sterowany TRIAC. Rozmaite jednak bywają sposoby sterowania tego elementu. Jest to uwarunkowane zarówno rodzajem zastosowania, jak też poziomem technologicznym produktu – (cena). Wytwarzane masowo regulatory mocy oświetlenia, małych urządzeń grzewczych oraz silników asynchronicznych są układami mało rozbudowanymi, wypełniającymi mniej lub bardziej skutecznie swoje zadania. Prostota jest tylko powierzchownie ich zaletą, co dotyczy większości urządzeń elektronicznych. Proste domowe regulato-

TAB.1
PARAMETRY GRANICZNE. TDA 1023

Symbol	Parametr	Wartość	Jednostka
U_{CC}	Napięcie zasilające stałe	16	V
	Prąd zasilania: max		
J_{16}	Wartość przeciętna	30	mA
J_{16}	Wartość Impulsowa powtarzalna	100	mA
J_{16}	Wartość Impulsowa niepowtarzalna	2	A
U_{I}	Napięcie wejściowe – wszystkie wejścia	16	V
$J_{6,7,9,10}$	Prąd wejściowy	10	mA
U_{RW}	Napięcie na rezystorze – wyp.1	16	V
$U_{3,8,11}$	Napięcie wyjściowe	16	V
	Prąd wyjściowy:		
$-J_{OH}$	Wartość przeciętna	30	mA
$-J_{OH}$	Impuls max. 300 μs	700	mA
T_{O}	Temperatura otoczenia przy pracy	–20 ÷ +75	°C

ry mocy współpracujące z siecią prądu zmiennego są często mało precyzyjne i źle zabezpieczone, wywołują zakłócenia elektryczne o dużym poziomie w szerokim zakresie częstotliwości. Szczególnie regulatory fazowe wymagają solidnej filtracji, zwłaszcza przy sterowaniu obciążeniami indukcyjnymi. Silne stany przejściowe wywołują zakłócenia radioelektryczne o częstotliwościach do kilkuset kHz, które rozprzestrzeniają się poprzez instalacje elektryczne i w postaci fal elektromagnetycznych. Urządzenia profesjonalne, pozbawione tych wad były często wykonywane z zastosowaniem elementów dyskretnych, poprzez to bardzo złożone i kosztowne. Od kilku lat dostępne są różne typy specjalizowanych układów scalonych, które pozwalają połączyć wysoką jakość z prostą nie drogą konstrukcją. Przykładem takiego układu jest TDA 1023. Układ realizuje sterowanie metodą czasowo–proporcjonalną, która jest udoskonaloną wersją sterowania czasowego (impulsowego) włącz/wyłącz. Rys.1.

Założenia tej metody:

1. Okres impulsowania jest równy całkowitej wielokrotności okresu przemienności prądu sieci. T=k*Ts, Ts – okres sieci zasilającej.
2. Załączenie układu następuje synchronicznie z siecią w momencie naturalnego przejścia prądu (obc. rezystancyjne) przez zero.
3. Czas załączenia tz jest równy całkowitej krotności półokresu prądu sieci.

TAB.2
STAŁOPRĄDOWE PARAMETRY ELEKTRYCZNE TDA 1023
U_{CC} = 10 do 16V T_{O} = –20°C do +70°C

SYMBOL	Parametr/warunek	Wartość MIN	Wartość TYP	Wartość MAX	Jedn.
	zasilanie: U_{CC} wypr. 14 i 16				
	wewnętrznie stabilizowane napięcie				
U_{CC}	I_{16} = 10mA	12	13.7	15	V
$\Delta U_{CC}/\Delta I_{16}$	zmiany I_{16}		30		mV/mA
	Prąd zasilania przy U_{16} do $_{13}$ = 11 ÷ 16V				
	I_{10} = 1mA, f = 50Hz, wypr 11 otw.				
	U_6 do $_{13}$ › U_7 do $_{13}$: wypr. 4 i 5 otwarte			6	mA
	wypr. 4 i 5 zwarte do masy			7.1	mA
	zasilanie odniesienia dla temp. mostka 0 (wypr. 11)				
U_{11} do $_{13}$	napięcie wyjściowe		8		V
$-I_{11}$	prąd wyjściowy			1	mA
	Wejście sterowania histerezą wypr. 4				
ΔU_6	wypr. sterujące 4 wolne	9	20	40	mV
ΔU_6	4 do masy		320		mV
	Sterowanie zakresem proporcjonalnym wypr.5				
ΔU_6	5 wolne	50	80	130	mV
ΔU_6	5 do masy		400		mV
	Impuls sterujący wejściem detektora przejścia przez 0				
t_D	szerokość impulsów $I_{10(RMS)}$ = 1mA, f = 50Hz	100	200	300	μs
	Czas powtarzania impulsów zapłonowych t_G wypr. 12				
t_G/C_T	czas powtarzania zależny od C_T	320	600	960	ms/μF
	Wyjście sterujące elementem TRIAC				
U_{OH}	napięcie wyjściowe – stan H, $-I_{OH}$ = 150mA	10			V
$-I_{OH}$	prąd wyjściowy w stanie H			150	mA
	Rezystor wewnętrzny				
R_w	rezystancja	1	1.5	3	kΩ

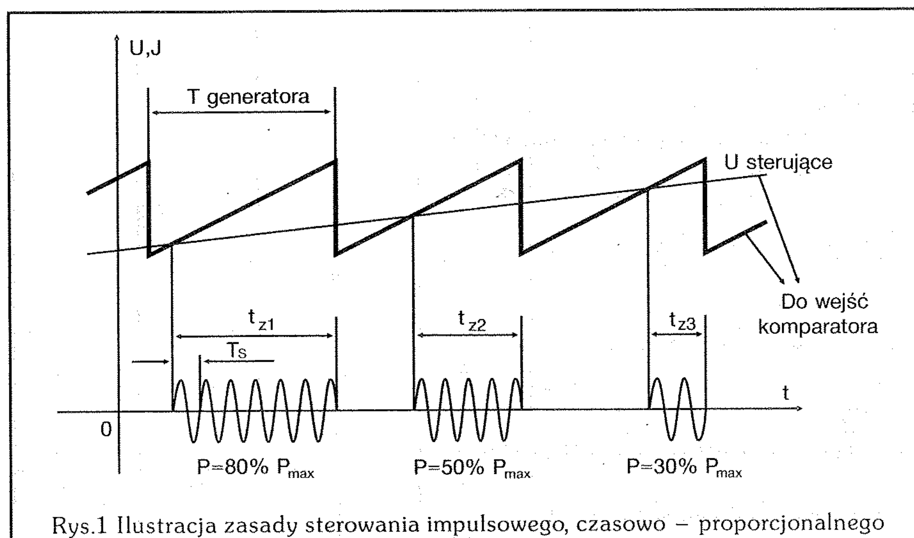
TAB.3

MOC URZĄDZENIA [W]	OKRES POWTARZANIA To [s]		
	220V	240V	380V
600	0.2	0.2	
800	0.8	0.3	0.1
1000	2.0	1.0	0.2
1200	4.6	2.0	0.2
1400	7.0	4.3	0.2
1600	10	6.3	0.3
1800	16	8.9	0.5
2000	24	13	0.9
2200	32	17	1.3
2400	40	24	1.9
2600		32	2.6
2800			3.6

Zalecane wartości okresów załączania, ustalone przez Europejski Komitet Elektrotechniczny CENELEC oraz wartości elementów zewnętrznych pozwalających na ich uzyskanie (Tab.4).

TAB.4

MOC URZĄDZ. [W]	t [s]	C (DC) [μF]	t NOM. [s]	t MIN. [s]	t MAX. [s]
2000	24	68	41	22	65
1800	16	47	28	15	45
1600	10	33	20	11	32
1400	7	22	13	7	21
1200	4.6	15	9	4.8	14
1000	2	10	6	3.2	9.6
800	0.8	10	6	3.2	9.6
600	0.3	10	6	3.2	9.6



Rys.1 Ilustracja zasady sterowania impulsowego, czasowo – proporcjonalnego

Wynika z powyższego, że współczynnik wypełnienia nie może zmieniać się płynnie. Przyjmuje on wartości dyskretne: σ = tz/T, T – okres cyklu załączania.

Ten typ sterowania jest przeznaczony do obsługi urządzeń grzewczych małej i średniej mocy, cechujących się pewną bezwładnością, jak przykładowo:

- kuchnie elektryczne
- żelazka i przenośne grzejniki
- ogrzewacze wody i innych czynników
- systemy ogrzewania domków jednorodzinnych, basenów i łaźni.

Zawarte w jego strukturze wewnętrznej układy wykonują szereg zadań istotnych dla pracy regulatora zadań. Schemat blokowy Rys.2.

1. Stabilizacja mocy zasilania. TDA 1023 może być zasilany z sieci zasilającej za pośrednictwem rezystora rozpraszającego, zapewniającego odpowiedni spadek napięcia lub kondensatora. Ma zapewnioną wewnętrzną stabilizację i kompensację temperaturową napięcia odniesienia U_{ref}., służącego do zasilania układu pomiarowego.
2. Detekcja przejścia przez zero. Służy do synchronizacji wyjściowej impulsów sterujących TRIAC, pozwalając na jego załączenie jedynie w momencie przejścia napięcia zasilającego przez wartość zerową. Przy obciążeniu rezystancyjnym zapobiega to powstaniu dużych stromości prądowych i praktycznie eliminuje zakłócenia radioelektryczne. Cykliczne załączanie wprowadza do sieci jedynie podharmoniczne jej częstotliwości.
3. Komparacja ze stabilizacją histerezy. Komparator zabezpiecza przed pojawieniem się na wyjściu przypadkowych impulsów wyzwalających. Porównuje napięcie termistora jako funkcję temperatury pomieszczenia z napięciem zadanym w potencjometrze zadajnika.
4. Przetwarzanie napięcia wejścia potencjometru. Normalnie, relatywnie małe zmiany temperatury w pomieszczeniu (5°C do 30°C) odpowiadają małemu kątowi zmian położenia potencjometru. Układ dostosowuje zakres zmian położenia potencjometru do wykorzystywanego zakresu regulacji temperatury.
5. Zabezpieczenie przed następstwami uszkodzenia obwodu termistora. Czujnik blokuje generację impulsów wyzwalających w przypadku wystąpienia

ciąg dalszy na str. 21

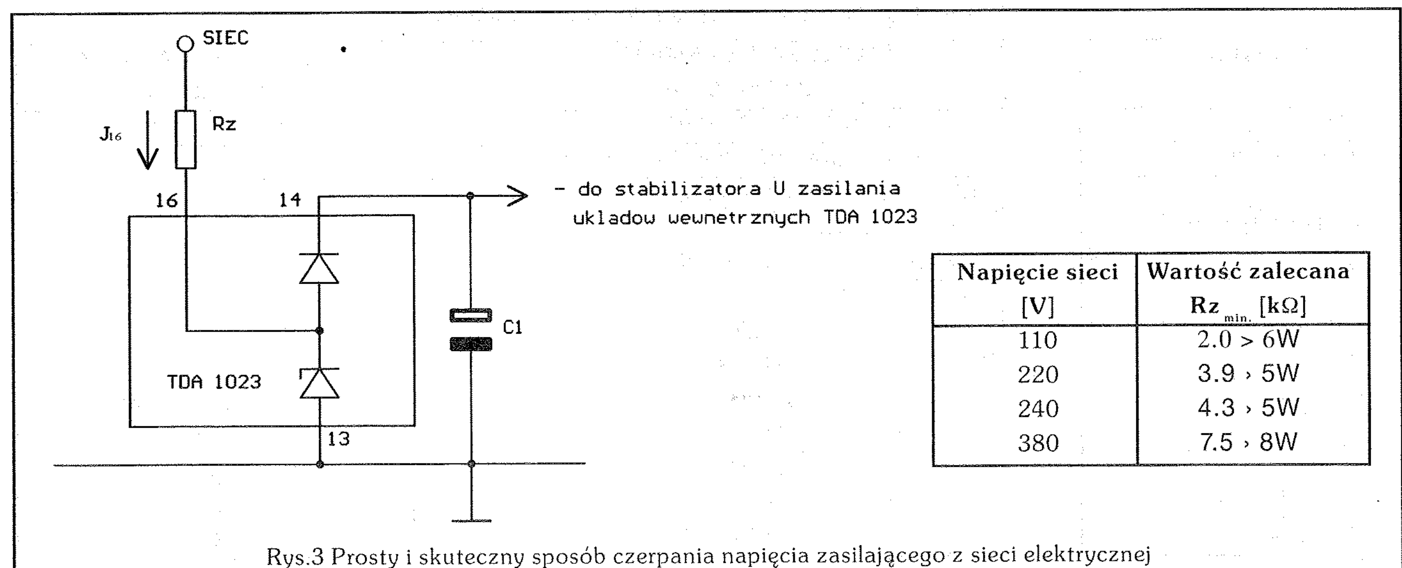
ciąg dalszy ze str. 16

przerwy lub zwarcia w obwodzie termistora.

6. Generator przebiegów czasowych. Zapewnia pełne 100% sterowanie prądem obciążenia przy zmianach temperatury w zakresie już 1°C. Można ustawić ten zakres o szerokości 5°C. Okres powtarzania przebiegów generatora można ustalać przy pomocy zewnętrznego kondensatora, stosownie do mocy sterowanego obciążenia. Zgodnie z zaleceniami długości tego okresu ustala tabela 3 i 4 w/g CENELEC (the Europen Committee for Electro-technical Standardization).
7. Wytwarzanie sygnałów wyjściowych do sterowania bramką TRIAC. Wzmacniacz wyjściowy wyposażono w układ ograniczenia prądu. Wydajność prądowa takiego źródła wynosi mniej niż 200mA i jeżeli nie jest przekroczona, napięcie wyjściowe osiąga 10V.
8. Buforowanie wejść sterujących. Dwuwejściowy bufor izoluje układ przetwarzania napięcia oraz komparator od wpływu zakłóceń z obwodów zewnętrznych.
9. Bramkowanie impulsów sterujących. Bramka kontrolna uaktywnia wyjście: (RYS.1) jeżeli następuje przejście przez zero, komparator jest zamknięty a czujnik obwodu pomiarowego otwarty.

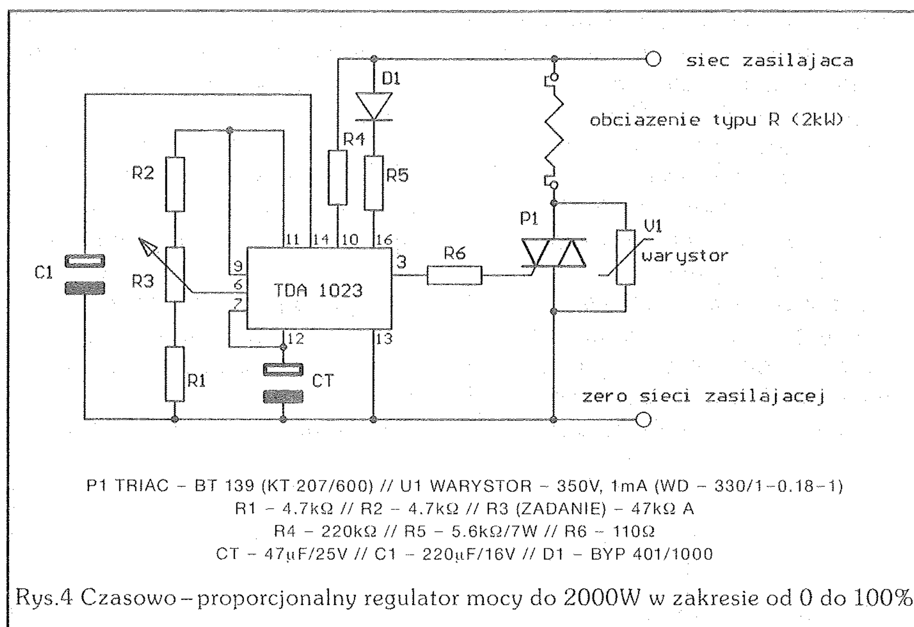
Wydajność prądowa wzmacnia-

Rys.2 Schemat blokowy TDA 1023



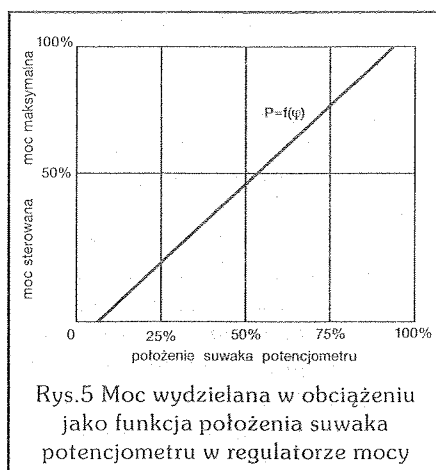
Napięcie sieci [V]	Wartość zalecana $Rz_{min.}$ [kΩ]
110	2.0 > 6W
220	3.9 › 5W
240	4.3 › 5W
380	7.5 › 8W

Rys.3 Prosty i skuteczny sposób czerpania napięcia zasilającego z sieci elektrycznej



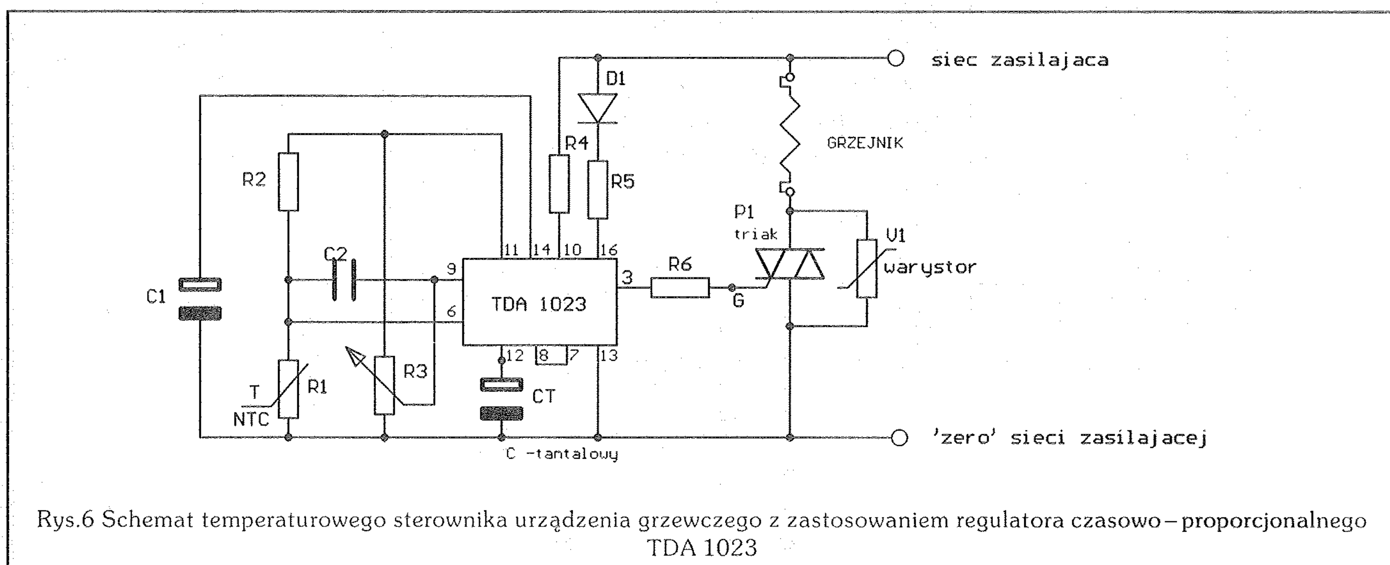
Rys.4 Czasowo–proporcjonalny regulator mocy do 2000W w zakresie od 0 do 100%

cza impulsów zapłonowych jest uzależniona od prądu zasilającego układ – J16, dlatego nie należy stosować zbyt dużych wartości rezystora rozpraszającego R_z (R5) tylko zgodne z zalecanymi.



Rys.5 Moc wydzielana w obciążeniu jako funkcja położenia suwaka potencjometru w regulatorze mocy

Wspomnianą zmianę zakresu regulacji proporcjonalnej, 100% zmianę mocy w obciążeniu można przeprowadzić można uzyskać:
– pozostawiając wyprowadzenie 5 swobodne uzyskujemy sterowanie od 0 do 100% P_{max} dla zakresu zmian napięcia wejścio-



Rys.6 Schemat temperaturowego sterownika urządzenia grzewczego z zastosowaniem regulatora czasowo–proporcjonalnego TDA 1023

WERSJA–A dla mocy grzejnika 400 ÷ 1200W
WERSJA–B dla mocy grzejnika 1200 ÷ 2000W

ELEMENT	WARTOŚĆ PARAMETRU WERSJA–A	WARTOŚĆ PARAMETRU WERSJA–B
(TRIAC) P_1	BT 138 (KT 205/600)	BT 139 (KT 207/600)
(WARYSTOR) V_1	350V, 1mA (WD–330/1–0.18–1)	
D_1	BYX 10 (BYP 401/1000,1N) lub podobne Si	
R_1 (TERMISTOR) NTC	22kΩ/20°C – może być: *B=4200 – (np: NTC 110, NTC 21, NTC 215)	
R_2	18.7kΩ	18.7kΩ
R_3 (ZADANIE)	22kΩ	22kΩ
R_4	430kΩ	180kΩ
R_5	4.3kΩ min. 6.8W	6.2kΩ min. 4.8W
R_6	110Ω	110Ω
C_1	220μF/16V	220μF/16V
C_2	47nF	47nF
C_T (f.gener.)	15μF	68μF

wego ΔU_{IN} = 80mV, co odpowiada $\Delta T_{pomieszcz.}$ = 1°C

- zwierając wyprowadzenie 5 do masy uzyskujemy pełne sterowanie dla zmian napięcia wejściowego ΔU_{IN} = 400mV, co odpowiada $\Delta T_{pomieszcz}$ = 5°C.

W podobnie prosty sposób uzyskujemy zmianę szerokości pętli histerezy sterowania:

- jeżeli wyprowadzenie 4 pozostawimy swobodne, szerokość pętli histerezy wynosi 20mV, co odpowiada $\Delta T_{pomieszcz}$ =0,25°C.
- jeżeli wyprowadzenie 4 połączymy z masą przez rezystor wewnętrzny TDA 1023 – R_w (wypr. 1) uzyskamy szerokość histerezy 320mV, co odpowiada $\Delta T_{pomieszcz}$=~4°C.

Stosując rezystor szeregowy do R_w uzyskujemy dowolne, pośrednie szerokości pętli histerezy.

Sławomir Szczęśniewicz

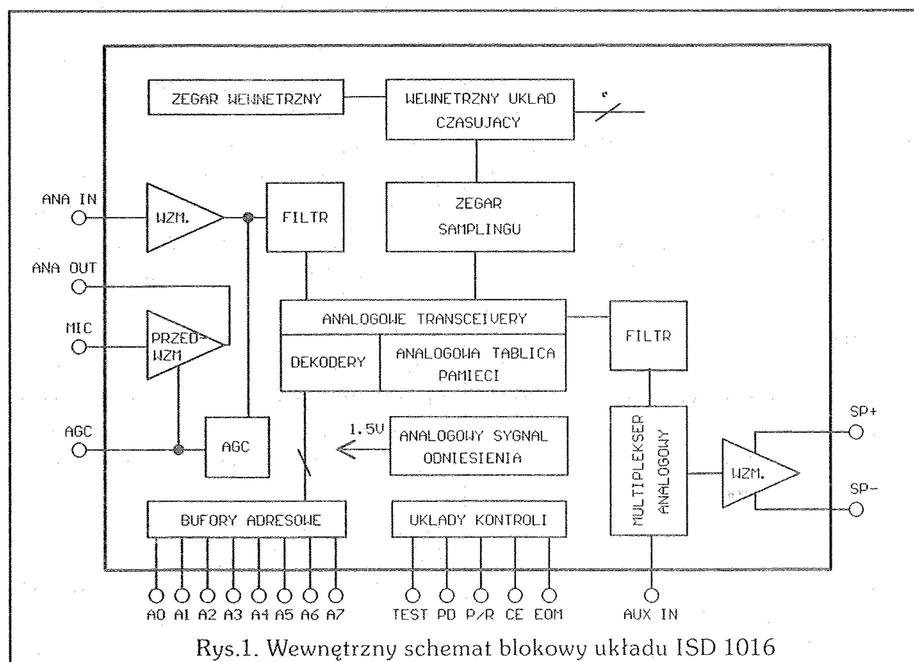
Opracowano w oparciu o: katalog: LINEAR DATA MANUAL f-my SIGNETICS; tom 1 do 3. 1986r.

Nowy syntezer mowy ISD 1016 w DaB Electronic cz.I

Syntezery mowy znajdują obecnie bardzo szerokie zastosowanie i wydaje się, że otaczają nas coraz ściślej. W związku z tym dla wielu osób niezbędna staje się podstawowa informacja o tym jak one działają, do czego można je wykorzystać.

Celem tego artykułu jest dokładne przedstawienie jednego spośród wielu znanych i wykorzystywanych syntezerów dźwięku, a mianowicie ISD 1016.

Układ ten może nagrać lub odtworzyć informację podaną w postaci analogowej lub "audio" trwającą maksymalnie 16s. Charakterystyczną cechą tego układu jest unikalna metoda przechowywania sygnału analogowego. Konwencjonalne układy najpierw próbkują przychodzący sygnał analogowy i wysyłają do konwertera A/D, który na wyjściu daje sygnał w postaci cyfrowej o typowej szerokości 8 bitów proporcjonalny do amplitudy sygnału wejściowego. Ponadto metoda ta wymaga co najmniej 8 bitowego magazynu na próbkę. Przy odtwarzaniu danych wymagane jest, aby 8 bitów danych cyfrowych zostało wysłanych do konwertera D/A w celu odtworzenia oryginalnego sygnału analogowego. Układ ISD 1016 eliminuje konwertery A/D i D/A dzięki wykorzystaniu technologii CMOS EEPROM i przechowywaniu spróbkowanych danych w postaci poziomu analogowego w tablicy pamięci EEPROM. Metoda ta wymaga tylko jednej komórki na próbkę i ma dodatkową korzyść jaką jest nieulotność. Informacja może być przechowywana przez dziesięć lub więcej lat bez zasilania.



Rys.1. Wewnętrzny schemat blokowy układu ISD 1016

Zasada działania

Rys.1 pokazuje schemat blokowy ISD 1016. Sygnał mikrofonowy jest pojemnościowo sprzężony do wejścia przedwzmacniacza. Wzmocnienie przedwzmacniacza jest dynamicznie ustawione przy pomocy układu AGC (automatycznej kontroli wzmocnienia), który redukuje wzmocnienie dla dużego poziomu sygnału wejściowego i podwyższa dla sygnału o słabym poziomie. Wyjście przedwzmacniacza jest sprzężone do dodatkowego stopnia wzmacniacza przez zewnętrzny kondensator. Stopień ten ma dwie zasadnicze funkcje. Po pierwsze doprowadzenie wejścia do obwodu AGC tak, że może on ustawić wzmocnienie przedwzmacniacza stosownie do siły sygnału wejściowego. Po drugie wysterowanie sieci filtrów, które usuwają szum i inne niepożądane sygnały poza ich pasmo przenoszenia. Odpowiednio wzmocniony i przefiltrowany sygnał jest następnie doprowadzony do analogowych transceiverów, które w trybie nagrywania wysyłają go do analogowej tablicy pamięci, a w trybie odtwarzania pobierają go z tej tablicy i wysyłają do wyjściowej sieci filtrów. Wewnętrzny układ czasujący synchronizuje działanie analogowej tablicy pamięci i analogowych transceiverów oraz generuje częstotliwość samplingu. Wejściowy analogowy syg-

nał audio jest spróbkowany przy pomocy częstotliwości 8kHz, która odpowiada częstotliwości audio o wartości 3.4kHz i jest przechowany w analogowej tablicy pamięci w postaci poziomu napięcia. Podczas odtwarzania poszczególne próbki są odczytywane z pamięci i wysyłane do wyjściowego filtra poprzez analogowe transceivery. Przefiltrowany sygnał jest następnie wysyłany do jednego z wejść analogowych multipleksera, który wybierze jedno ze swoich dwóch wejść do wysterowania wzmacniacza mocy. W trybie pracy "playback" przechowana wiadomość będzie wybrana, wzmocniona i przesłana do głośnika. Poza trybem pracy "record" i "playback" multiplekser wybierze pomocnicze wejście jako źródło, co pozwala na wykorzystanie wewnętrznego wzmacniacza kiedy ISD 1016 jest nieczynny.

Szczegółowy opis wyprowadzeń

Rys.2 pokazuje schemat kompletnego systemu do nagrywania i odtwarzania informacji słownych trwających do 16s. Aby dobrze zrozumieć zasadę działania układu poniżej zostaną omówione funkcje poszczególnych wyprowadzeń.

Wejście mikrofonowe (MIC – pin 17)

Mikrofon zewnętrzny podłącza się do tego wejścia przez szeregowy kondensator. Wartość kondensatora oraz 10kΩ wewnętrzna rezystancja wejścia określają dolną częstotliwość odcięcia dla ISD 1016. Zalecany jest dobrej jakości bezkierunkowy mikrofon elektretowy. Jego impedancja powinna wynosić 1kΩ, czułość 64dB, odpowiedź częstotliwościowa 50Hz dla 8kHz i stosunek S/N większy od 40dB.

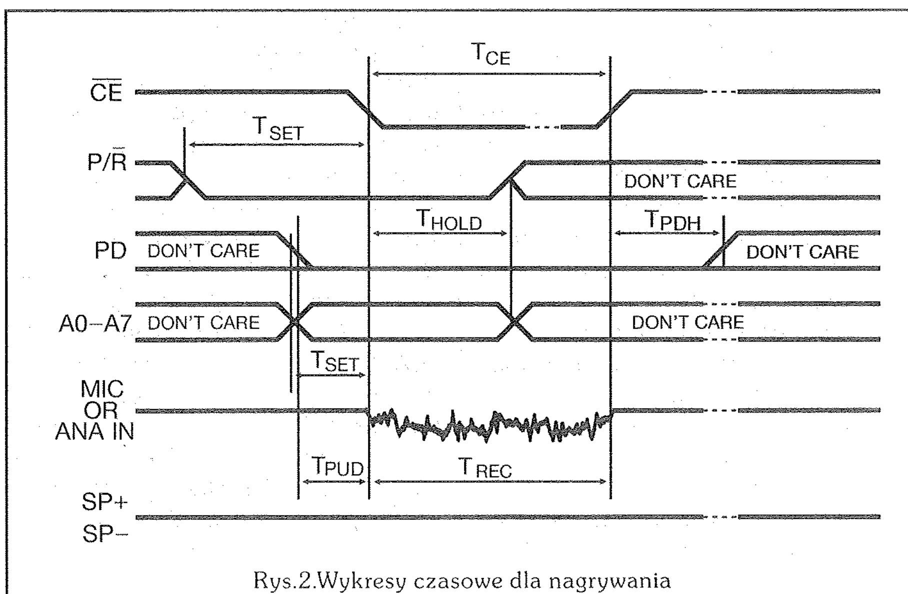
Wyjście analogowe (ANA OUT – pin 21)

Na wyjściu tym pojawia się wzmocniony analogowy sygnał wejściowy. Wzmocnienie przedwzmacniacza jest określone przez poziom napięcia na końcówce AGC. Maksymalne wzmocnienie wynosi około 24dB dla sygnałów o niskim poziomie.

Tabela 1

Czasy i parametry elektryczne

Symbol	Parametr	Wartość
FS	Częstotliwość samplingu	8kHz
BW	Szerokość pasma częstotliwości	3.4kHz typ.
P_{OUT}	Moc wyjściowa wzmacniacza	50mW max.
V_{IN1}	Napięcie wejścia mikrofonowego MIC	20mV max. p–p
V_{IN2}	Napięcie wejścia ANA	80mV max. p–p
V_{IN3}	Napięcie wejścia AUX	1.25V max. p–p
T_{SET}	Czas ustawiania wejść kontrolnych i adresowych	300ns min.
T_{HOLD}	Czas zatrzymania wejść kontrolnych i adresowych	0ns max.
T_{CE}	Czas stanu niskiego na $\overline{CE}$	100ns min.
T_{PUD}	Czas opóźnienia zadziałania wejścia PD przy przejściu z 1 na 0	25ms min
T_{PDH}	Czas opóźnienia zadziałania wejścia PD przy przejściu z 0 na 1	0ns min.
T_{REC}	Czas nagrywania	16s max.
T_{PLAY}	Czas odtwarzania	16s max.
T_{EOM}	Szerokość impulsu $\overline{EOM}$	12.5ms typ.



Rys.2.Wykresy czasowe dla nagrywania

Wejście analogowe (ANA IN – pin 20)

Końcówka ta spełnia dwie role. Wyjście analogowe (pin 20) przedwzmacniacza może być sprzężone poprzez zewnętrzny kondensator do analogowego wejścia – pin 20. Wartość kondensatora oraz rezystancja wejściowa 2.7kΩ mogą wprowadzić dodatkowe obcięcie na końcu pasma dla niskich częstotliwości. Alternatywnie, końcówka ta może być wykorzystana do wejściowych sygnałów analogowych innych niż sygnał mikrofonowy.

Automatyczna kontrola wzmocnienia (AGC – pin 19)

Tak jak opisano wcześniej układ AGC dynamicznie reguluje wzmocnienie przedwzmacniacza. Pik napięć wyjściowych przedwzmacniacza zostanie zauważony i naładuje zewnętrzny kondensator. Czas potrzebny na to, aby kondensator naładował się do poziomu, który uruchamia tłumienie przedwzmacniacza (ok 1.8V) jest określony przez wartość kondensatora i 5kΩ rezystancję wewnętrzną wejścia AGC. Czas wyzwalania AGC jest określony przez ten kondensator i równoległy do niego zewnętrzny rezystor.

Wyjścia głośnika (SP^+ pin 14 i SP^- pin 15)

Mogą one bezpośrednio wysterować głośnik o impedancji nie mniejszej od 16Ω. Maksymalna

moc wyjścia (50mW) jest osiągana tylko wtedy, gdy głośnik jest podłączony między te dwie końcówki. Przy takiej konfiguracji nie jest potrzebny żaden sprzęgający kondensator. Możliwa jest również konfiguracja z pojedynczym wyjściem, ale wówczas konieczny jest kondensator sprzęgający głośnik do masy. Moc jest wtedy zredukowana do około 12mW. Podczas nagrywania wyjścia głośnikowe są nieczynne. Można wykorzystać również głośnik 8Ω lecz spowoduje to większą głośność i pewne zniekształcenia sygnału audio.

Zmniejszenie mocy (Power Down PD – pin 24)

Końcówka ta spełnia dwie funkcje. Po pierwsze będąc w stanie wysokim ustawia ISD 1016 w tryb pracy ze zmniejszoną mocą wówczas, gdy jest on w stanie biernym (tzn. nie nagrywa i nie odtwarza). Po drugie dostarcza sygnały do wyresetowania liczników adresowych. Gdy układ ISD 1016 przepełni się (przy przekroczeniu 16s podczas nagrywania lub odtwarzania) licznik adresowy osiągnie swoją maksymalną wartość (9Fh) i wygenerowany zostaje impuls $\overline{EOM}$ (koniec wiadomości). Aktywacja końcówki $\overline{CE}$ nie uruchomi ponownie układu dopóki PD nie przejdzie ze stanu wysokiego do niskiego. Uwaga: Podczas wielokrotnego nagrywania wiadomości użytkownik powinien zakończyć każdą wiadomość ustawieniem $\overline{CE}$ w stan wysoki, podczas gdy PD jest w stanie niskim. Zabezpieczy to liczniki adresowe przed wyresetowaniem przy starcie następnej wiadomości, powodując w ten sposób przepisanie wcześniejszej informacji.

Uruchomienie chipa (Chip Enable $\overline{CE}$ – pin 23)

Kiedy końcówka ta jest w stanie niskim umożliwia wszelkie operacje związane z nagrywaniem i odtwarzaniem. Wejścia adresowe oraz play/record, których czas przełączania wynosi 300ms są zatrzaśnięte na opadającym zboczu sygnału. Kiedy ta końcówka osiąga stan wysoki ISD 1016 jest nieczynny, a wejście pomocnicze (AUX IN) jest uaktywnione i służy do wykorzystania wewnętrznego wzmacniacza mocy do innych celów.

Play/Record (P/$\overline{R}$ – pin 27)

Stan tego wejścia jest zatrzaśnięty na opadającym zboczu sygnału $\overline{CE}$ (razem z wejściami adresowymi A_0–A_7). Logiczna jedynka wybiera tryb pracy "odtwarzanie" (playback), a logiczne zero – "nagranie (record). Wiadomość jaka ma być odtworzona rozpocznie się przy adresach zatrzaśniętych kiedy $\overline{CE}$ opadało do stanu niskiego. Wiadomość będzie kontynuowana do momentu aż na $\overline{EOM}$ pojawi się impuls. Bit $\overline{EOM}$ jest automatycznie wstawiany podczas nagrywania kiedy obszar pamięci jest zapełniony lub kiedy nagranie jest zakończone przez podanie zera logicznego na PD lub jedynki logicznej na $\overline{CE}$. Jeżeli pewne informacje mają być nagrywane kilkakrotnie na $\overline{CE}$ powinno pulsować zero, aby odtworzyć pojedynczą wiadomość. Jeżeli $\overline{CE}$ jest utrzymywane w stanie niskim (aktywne), wszystkie zmagazynowane informacje będą odtwarzane po kolei.

Jolanta Dąbrowska

Opracowano na podstawie:
1. Materiały reklamowe DaB Electronic
2. Radio Electronic 3/1992
3. Popular Electronics 10/1992

Alfanumeryczne wyświetlacze LTN 211, LTN 221, LTN 243

Są to produkty firmy Philips wykonywane razem ze sterownikiem /w technologii CMOS/ przystosowanym do łatwego sprzęgania z małymi systemami mikroprocesorowymi.

Wszystkie wyświetlacze posiadają 160 znaków w ROM i możliwość zdefiniowania do 8 znaków (CG RAM). Ponadto istnieje możliwość podłączenia do mikroprocesora poprzez port 4-bitowy (bity D0 do D3 nie są wtedy wykorzystywane).

Wbudowane instrukcje:

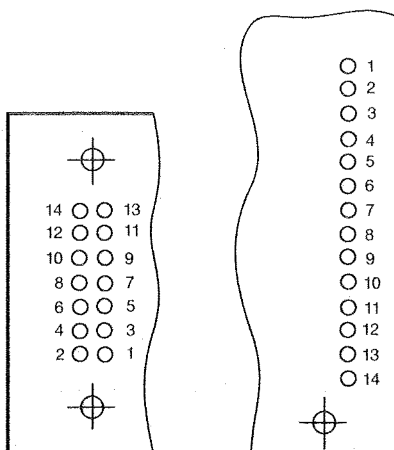
- display clear (czyść wyświetlacz),
- cursor home (kursor na początek),

Dane techniczne i elektryczne:

	LTN 211	LTN 221	LTN 243
Gabaryty [mm]	84*44*12	116*37*11	182*33.5*11
Pole wyświetlacza [mm]	61*15.8	83*18.6	154.4*15.8
Ilość znaków	2*16	2*20	2*40
Rozmiar znaku [mm]	5.56*2.96	5.55*3.2	5.55*3.2
Masa [g]	25	25	65
Pobór mocy [mW]	7.5	7.5	11

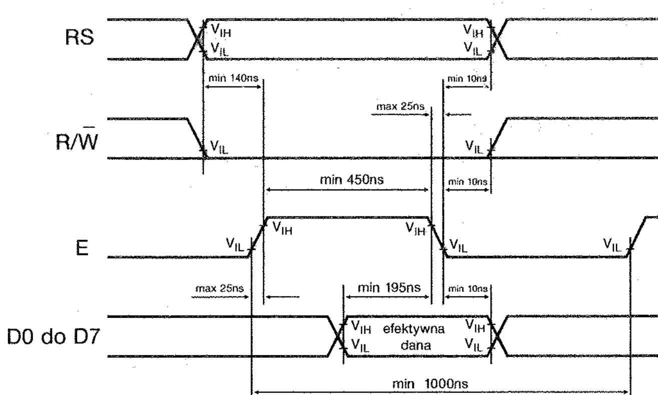
Wartości dopuszczalne /IEC 134/

PARAMETR	SYMBOL	MIN	TYP	MAX.	JEDN.
Napięcie zasilania	V_{DD}	-0.3	-	7.0	V
Napięcie LCD /$V_{DD}-V_0$/	V_{op}	0	-	9.0	V
Napięcie wejściowe	V_I	-0.3	-	V_{DD} + 0.3	V
Temperatura przechow.	T_{stg}	-25	-	+70	°C
Temperatura pracy	T_{amb}	0	-	+50	°C



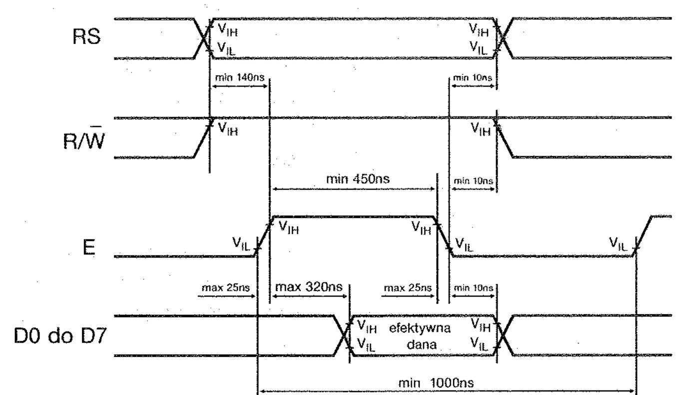
przy T_{amb} = 20 °C; V_{DD} = 5V

PARAMETR	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	JEDN.
Napięcie zasilania	$V_{DD}-V_{SS}$	4.75	5.0	5.25	V
Ustawienie napięcia kontrastu	V_O	–	0.6	–	V
Kompensacja temperatury (V_O)	TC	–	–14	–	mV/°C
Napięcie wejściowe w stanie niskim	V_{IL}	–0.3	–	0.6	V
Napięcie wejściowe w stanie wysokim	V_{IH}	2.2	–	V_{DD}	V
Napięcie wyjściowe w stanie niskim I_{OL} = 1.2 mA	V_{OL}	–	–	0.4	V
Napięcie wyjściowe w stanie wysokim I_{OH} = 0.205 mA	V_{OH}	2.4	–	–	V
Prąd wejściowy	I_I	–	–	1.0	μA
Częstotliwość wewnętrznego generatora	f_{osc}	–	140	–	kHz



Cykl operacji wpisu

Parametry dynamiczne:



Cykl operacji odczytu

- display ON/OFF,
- cursor ON/OFF
- character blink (migający kursor lub znak),
- cursor shift lub display shift (przesuwany kursor lub wyświetlacz).

Objaśnienia:

I/D = 1: zwiększ
S = 1: wyświetlacz przesuwany
D = 1: włącz wyświetlacz
C = 1: włącz kursor
B = 1: włącz miganie znaku w pozycji kursora
S/C = 1: przesuwany obraz
R/L = 1: przesunięcie w prawo
DL = 1: port 8–bitowy
BF = 1: trwa wewnętrzna operacja na aktywnym adresie
I/D = 0: zmniejsz
S = 0: wyświetlacz nieruchomy
D = 0: wyłącz wyświetlacz
C = 0: wyłącz kursor
B = 0: wyłącz miganie znaku
S/C = 0: poruszający się kursor
R/L = 0: przesunięcie w lewo
DL = 0: port 4–bitowy
BF = 0: koniec wewnętrznej operacji

Zbigniew Korpak

Przykład procedur na mikroprocesor 80C31 do obsługi wyświetlaczy LTN 2xx (dla rys.1)

```
; WARTOŚCI WPISYWANE DO DPH (adresowanie wyświetlacza)
REJESTR_WRITE DATA 11011001B  ; wpis do rejestru
REJESTR_READ  DATA 11011011B  ; odczyt z rejestru
RAM_WRITE     DATA 11011101B  ; wpis do RAMu
RAM_READ      DATA 11011111B  ; odczyt z RAMu
```

```
; TESTUJE CZY DISPLAY_BUSY (flaga BF) JEST ZAJĘTE
TEST_BUSY    PUSH  ACC              ; zapamiętaj na stosie
             PUSH  PSW              ; ACC i PSW
             MOV   DPH,REJESTR_READ ; w DPTR adres rejestru
TEST_BUSY_L  MOVX  A,@DPTR          ; testuj czy flaga jest
             JB    0E7H,TEST_BUSY_L ; ustawiona i powtórz
```

Pozycja znaku na wyświetlaczu a jego adres w DD RAM (HEX) dla LTN 211:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11		15	16
linia 1	00h	01h	02h	03h	04h	05h	06h	07h	08h	09h	0Ah		0Eh	0Fh
linia 2	40h	41h	42h	43h	44h	45h	46h	47h	48h	49h	4Ah		4Eh	4Fh

dla LTN 221:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11		19	20
linia 1	00h	01h	02h	03h	04h	05h	06h	07h	08h	09h	0Ah		12h	13h
linia 2	40h	41h	42h	43h	44h	45h	46h	47h	48h	49h	4Ah		52h	53h

dla LTN 243:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11		39	40
linia 1	00h	01h	02h	03h	04h	05h	06h	07h	08h	09h	0Ah		26h	27h
linia 2	40h	41h	42h	43h	44h	45h	46h	47h	48h	49h	4Ah		66h	67h

```
POP     PSW ; test gdy BF=1
POP     ACC ; gdy BF=0 to powrót
        RET

; WPIS DO REJESTRU WYŚWIETLACZA LTN
; WARTOŚĆ W ACC
WPIS_DO_R ACALL TEST_BUSY ; testuj flage BF
MOV DPH,REJESTR_WRITE ; w DPTR adres rejestru
MOVX @DPTR,A ;
RET

; WYŚWIETLA TEKST Z PAMIĘCI EPROM ADRESOWANEJ PRZEZ DPTR
; NA KOŃCU TEKSTU MUSI BYĆ ZNAK OH
; niszczący ACC i PSW
PRINT_EPROM CLR A ; zeruj ACC
MOVC A,@A+DPTR ; prześlij znak z EPROM
JNZ PRINT_EPROM1 ; czy znak końca tekstu?
RET ; tak to powrót
PRINT_EPROM1 PUSH DPH ; zapamiętaj adres znaku
PUSH DPL
ACALL _PRINT ; wyślij znak z ACC
POP DPL ; otwórz adres znaku
POP DPH
INC DPTR ; adres następnego znaku
SJMP PRINT_EPROM

; WYŚWIETLA TEKST Z WEWNĘTRZNEJ PAMIĘCI RAM ADRESOWANEJ PRZEZ RO
; NA KOŃCU TEKSTU MUSI BYĆ ZNAK OH
PRINT_RAM MOV A,@RO ; prześlij znak do ACC
JNZ PRINT_RAM1 ; czy znak końca tekstu?
RET
PRINT_RAM1 ACALL _PRINT
INC RO ; adres następnego znaku
SJMP PRINT_RAM

; DRUKUJE ZNAK Z ACC
_PRINT ACALL TEST_BUSY
MOV DPH,RAM_WRITE
MOVX @DPTR,A
RET

; PRZYKŁAD WYŚWIETLANIA NAPISU "NOWY ELEKTRONIK" Z
POZOSTAWIENIEM
; MIGAJĄCEGO KURSORA NA KOŃCU NAPISU. WYDRUK W 1 LINNI OD
POZYCJI 0.
;
; USTAW WYŚWIETLACZ LTN
MOV A,#00111000B ; port 8-bitowy
ACALL WPIS_DO_R
MOV A,#00000110B ; wyświetlacz zamrożony
ACALL WPIS_DO_R ; pozycja kursora zwiększona
MOV A,#00001111B ; DISPLAY ON, KURSOR ON
ACALL WPIS_DO_R ; MIGAJĄCY KURSOR
MOV A,DISPLAY_CLEAR ; kasuj wyświetlacz
ACALL WPIS_DO_R
MOV DPTR,NOWY_ELEKTRONIK
LCALL PRINT_EPROM
LOOP SJMP LOOP ; pętla nieskończona
NOWY_ELEKTRONIK DB "NOWY ELEKTRONIK", 0
```

Rys. 1

Opis końcówek:

Nr.	SYMBOL	NAZWA LUB FUNKCJA
1	V_{SS}	masa
2	V_{DD}	napięcie zasilania
3	V_{O}	napięcie do ustawiania kontrastu
4	RS	wybór rejestru
5	R/W	odczyt/zapis
6	E	enable
7	DO	I/O data LSB
8	D1	I/O data 2-bit
9	D2	I/O data 3-bit
10	D3	I/O data 4-bit
11	D4	I/O data 5-bit
12	D5	I/O data 6-bit
13	D6	I/O data 7-bit
14	D7	I/O data MSB

Ustawianie instrukcji:

	RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Kasuj wyświetlacz	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
Kursor na początek	0	0	0	0	0	0	0	0	1	*
Ustawienie trybu	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S
Sterowanie wyświetlacza	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B
Kursor, wyświetlacz przesuwany	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*
Tryb przesyłania	0	0	0	0	1	DL	1	0	*	*
Ustaw CG RAM adres	0	0	0	1	A_{CG} – adres definiowego znaku					
Ustaw DD RAM adres	0	0	1	A_{DD} – adres znaku na wyświetlaczu						
Busy flaga/adres read	0	1	BF	A_{C} – znak na którym trwa operacja						
CG RAM/DD RAM data write	1	0	write data							
CG RAM/DD RAM data read	1	1	read data							

Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

Tranzystory bipolarne
Tabela 7
Tranzystory P–N–P, małej mocy, b. wysokiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr GHz
П418Е	10	6.5	10	0.3	50/60	60-170	0.4
П418Ж	10	6.5	10	0.3	50/60	60-170	0.4
П418Г	10	7	10	0.3	50/60	8-70	0.4
П418Д	10	7	10	0.3	50/60	8-70	0.4
1Т376А	10	7	7	0.25	35/25	10-150	1
ГТ376А	10	7	7	0.25	35/25	10-150	1
ГТ328А	10	15	15	0.25	50/25	20-200	0.4
1Т386А	10	15	15	0.3	40/25	10-100	0.44
ГТ346А	10	15	20	0.3	50/25	10-150	0.7
ГТ346Б	10	15	20	0.3	50/25	10-150	0.55
ГТ346В	10	15	20	0.3	50/25	15-150	0.55
КТ392А-2	10	40	40	4	120/65	40-180	0.5
2Т370Б-1	15	12	15	4	15/50	40-120	1.2
КТ370Б-1	15	15	15	4	15/50	40-120	1.2
2Т370А-1	15	15	15	4	15/50	20-70	1
КТ370А-1	15	15	15	4	15/50	20-70	1
2Т360Б-1	20	15	20	4	10/55	40-120	0.4
2Т360В-1	20	15	20	4	10/55	80-240	0.4
КТ360Б-1	20	15	20	4	10/55	40-140	0.4
КТ360В-1	20	15	20	4	10/55	80-240	0.4
КТ3126А	20	20	20	3	150/85	25-150	0.6
КТ3126Б	20	20	20	3	150/85	60-180	0.6
КТ3127А	20	20	20	3	100/35	25-150	0.6
КТ3128А	20	20	20	3	100/85	15-150	0.8
КТ337А	30	6	6	4	150/60	30-70	0.5
КТ337Б	30	6	6	4	150/60	50-75	0.6
КТ337В	30	6	6	4	150/60	70-120	0.6
2Т3123В-2	30	10	10	3	150/25	20	3
КТ3123В-2	30	10	10	3	150/25	40	3.5
КТ3123ВМ	30	10	10	3	150/25	40	3.5
2Т363Б	30	12	15	4	150/45	40-120	1.5
КТ363Б	30	12	15	4	150/45	40-120	1.5
КТ363БМ	30	12	15	4	150/45	40-120	1.5
2Т3123А-2	30	12	15	3	150/25	20	4
КТ3123А-2	30	12	15	3	150/25	40	5
КТ3123АМ	30	12	15	3	150/25	40	5
2Т3123Б-2	30	12	15	3	150/25	20	4
КТ3123Б-2	30	12	15	3	150/25	40	5
КТ3123БМ	30	12	15	3	150/25	40	5
ГТ313А	30	15	15	0.7	100/20	20-200	.35-1
ГТ313Б	30	15	15	0.7	100/20	20-200	.45-1
ГТ313В	30	15	15	0.7	100/20	30-170	.35-1
2Т363А	30	15	15	4	150/45	20-70	1.2
КТ363А	30	15	15	4	150/45	20-70	1.2
КТ363АМ	30	15	15	4	150/45	20-70	1.2
КТ347В	50	6	6	4	150/55	50-400	0.5
1Т313А	50	7	12	0.7	100/43	10-230	.30-1
1Т313Б	50	7	12	0.7	100/43	10-75	.45-1
1Т313В	50	7	12	0.7	100/43	30-230	.45-1
КТ347Б	50	9	9	4	150/55	30-400	0.5
2Т326Б	50	15	20	4	250/25	45-160	0.4

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr GHz
KT326A	50	15	20	4	200/30	20-70	0.4
KT326Б	50	15	20	4	200/30	45-160	0.4
KT347A	50	15	15	4	150/55	30-400	0.5
KT3109Б	50	20	25	3	170/40	15	0.8
KT3109B	50	20	25	3	170/40	15	0.6
KT3109A	50	25	30	3	170/40	15	0.8
KT345A	200	20	20	4	100/40	20-60	0.35
KT345Б	200	20	20	4	100/40	50-85	0.35
KT345B	200	20	20	4	100/40	70-105	0.35
2T389A-2	300	25	25	4	300/80	25-100	0.45
KT389Б-2	300	25	25	4	300/80	25-100	0.45

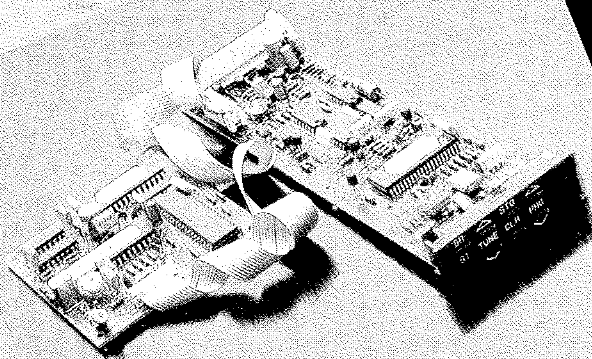
Witold Wrotek

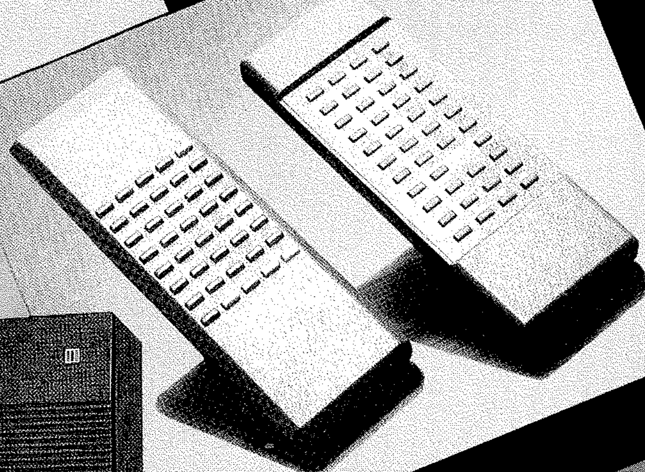
c.d.n.

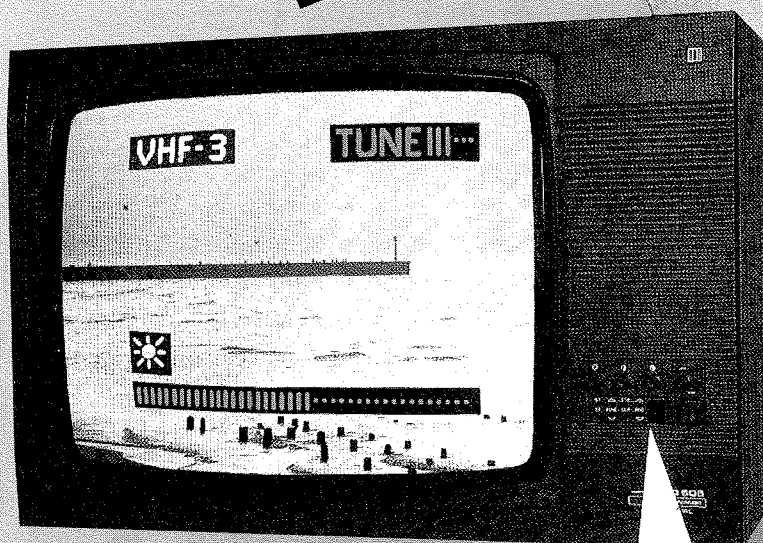
OGŁOSZENIA DROBNE



proelco







oferuje:

* zdalnie sterowanie z OSD (do odbiorników polskich i radzieckich)
* piloty
* dekodery telegazety
* dekodery PAL
* transkodery SECAM/PAL
* konwertery fonii 5.5/6.5MHz i odwrotnie
* moduły fonii równoległych
* konwertery UKF w obudowie i bez obudowy
* we/wy audio video
* produkcja kontraktowa

Do nas zawsze blisko

Gdańsk "Naj-Electronic" ul.Wieniawskiego 13/B tel.322218, **Gdańsk** "Unitorg" ul.Gen.Hallera 167 tel. 410866
Gdynia "Elmis" PH, ul.Abrahama 71 t.204882, **Gdynia** "Kolor" PHU, ul.Warszawska 38 t.216481,
Gdynia "Magserv" PHU, ul.Kilińskiego 16 t.218331, **Bielsko B.** "Lappor" S.C. ul.Partyzantów 13 t/f.20252
Bydgoszcz "Eltomis" ul.Śniadeckich 21 tel.225908, **Częstochowa** "DT Domator" ul.ZWM 26 tel.30706
Gniezno "PC-Electronic" ul.Łąkowa 7 tel.3658, **Katowice** "Voltronik" ul. Plebiscytowa 9 tel. 514020
Kwidzyn "Techtronic" ul.Tęczowa 1 tel.3780, 127 **Kraków** "Elektronik-Land" ul.Królowej Jadwigi 29,t.672234
Łódź "Hoffpol" ul.Zuli Pacanowskiej 8 t.571233, **Poznań** "A-V-S" ul.28 cz.1956 r. 164 t.330295
Poznań "Hobby-Elektronik" ul.Siemiradzkiego 11 t.659763, **Rybnik** "Elektron" ul.Prosta 29 t.22651
Słupsk "Soar-Electronics" ul.Przemysłowa 100 t.28935, **Szczecin** "Electrum" ul.Szybowcowa 113 t.601548
Tarnów "Elbik" PHU ul.Nowy Świat 37 tel.340723, **Warszawa** "Telzet" ul.Emilii Plater 9/11 tel.6288173
"Proelco" Giełda - Warszawa Wolumen sob. i niedz., **Warszawa** "Zbyromex" S.C. ul. Wolumen 53
Zielona Góra "HDK" ul.Kupiecka 95 tel.61511, **Złotów** "Wszystko dla Ciebie" ul.Cechowa 18 tel.3738

twój sukces do dobry partner

ZAPRASZAMY DO WSPÓŁPRACY ZAKŁADY USŁUGOWE I HANDLOWE
SPRZEDAŻ HURTOWA I DETALICZNA, SPRZEDAŻ WYSYŁKOWA

NOWY ADRES: PL-83 000 Pruszcz Gdański ul. Batalionów Chłopskich 1 POLAND
proelco tel:(058) 822053, 822054, 822055 fax:822056 tlx:0512448 pec pl